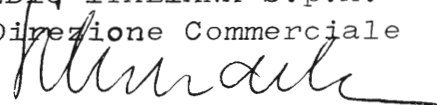
l'antenna
ANNO XLI - MARZO 1969 - Gruppo III
NUMERO
3
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
LIRE 500

GRUNDIG ITALIANA S.p.A.
DIREZIONE
TEL. 46555 - 4 LINEE TELEX: 40107
38015 LAVIS - TRENTO

A tutti gli AGENTI e
AGENZIE CON DEPOSITO
del settore Radio-TV

Lavis, marzo 1969

Egregi Signori,

Abbiamo scelto questo metodo forse un po' fuori del normale per portare a Vostra conoscenza che intendiamo organizzare la vendita dei nostri prodotti LUMOPHON su una base nuova.

E' infatti nostra intenzione distribuire sul mercato la completa gamma dei prodotti LUMOPHON tramite Agenti o Agenzie con Deposito completamente distaccati dalla nostra attuale Organizzazione di Vendita per i prodotti GRUNDIG.

A questo scopo ricerchiamo contatti con persone e Agenzie che già nel passato hanno lavorato in questo campo e che dovranno essere ottimamente introdotti nel settore Radio-TV e che sono dotati di una adeguata Organizzazione di Assistenza Tecnica. Vorremmo affiancare la Vostra Organizzazione di Assistenza Tecnica a quella nostra per i prodotti GRUNDIG.

La completa gamma LUMOPHON verrà presentata per la prima volta alla Fiera Internazionale di Milano in un grande stand distaccato dall'esposizione GRUNDIG. In tale Sede saremo ben lieti di incontrarVi. Se questo non fosse possibile, Vi preghiamo di prendere contatto direttamente con noi. Siamo a completa disposizione per darVi tutte le informazioni sul programma LUMOPHON, senza alcun obbligo od impegno da parte Vostra.

Augurandoci un felice incontro ed un proficuo lavoro, ci è gradita l'occasione per inviarVi i nostri migliori saluti.

GRUNDIG ITALIANA S.p.A.
La Direzione Commerciale

T A/1005 - 68/3 - 10.

dott. ing. Alessandro Banfi

Constatazioni spiacevoli

Se gettiamo lo sguardo intorno a noi, nell'ambito dello sviluppo industriale italiano, non possiamo fare a meno di rilevare una constatazione poco gradita a noi del mondo elettronico.
Oggi, in pieno 1969, epoca caratterizzata dallo sviluppo prodigioso dell'elettronica che invade e pervade ogni settore dell'attività umana, l'industria elettronica langue stentata nel nostro Paese.
Alcuni decenni orsono, quando l'Italia incominciava a prendere in considerazione la possibilità di importanti sviluppi industriali, varie previsioni erano state avanzate, tutte fondate sulle disponibilità di materie prime.
E si era anche giunti alla conclusione che data la scarsa presenza di materie prime sul suolo italiano e la larga disponibilità di mano d'opera erano da escludersi le grandi industrie metallurgiche e meccaniche mentre erano da prendersi in considerazione le industrie manifatturiere, elettriche e chimiche.
Tutto ciò, ripetiamo, avveniva all'alba di questo secolo.
Naturalmente molte cose e molti profili si sono cambiati nel corso di un cinquantennio burrascoso per l'umanità tutta ed in particolare per gli italiani, modificando parecchio le suesposte previsioni circa il nostro sviluppo industriale.
Ma dal 1950 in avanti, epoca in cui si andava sempre più affermando l'influsso della tecnica elettronica, le previsioni dei competenti confermarono le spiccate possibilità dell'industria nazionale in campo elettronico. E vi fu un rigoglio di piccole e grandi iniziative, un risveglio di interesse e di studi professionali per la radiotecnica e la televisione, con molte speranze in un brillante avvenire.
Ecco, si diceva, un campo nel quale l'Italia può farsi molto onore, poiché non mancano giovani intelligenti, istruiti in un'industria leggera ove anche la mano d'opera femminile ha ottime possibilità di lavoro.
Ma questo magnifico ed esaltante slancio iniziale, si è andato rapidamente afflosciando per mancanza di sostegno da parte dello Stato, che preferì invece appoggiare le industrie pesanti, metallurgiche, automobilistiche, petrolchimiche.
Non così si verificò in altre nazioni quali ad esempio la Francia, la Germania, l'Inghilterra (tralasciando intenzionalmente il prodigioso fenomeno americano in questo campo) ove l'industria elettronica potè godere di vasti e tempestivi appoggi ed incentivi governativi in previsione di futuri imponenti sviluppi puntualmente avveratisi. Basti ricordare ad esempio, la sovvenzione di un miliardo di franchi da parte del Governo francese alla C.F.T., per lo sviluppo del SECAM; in Italia, al contrario, molti capitali stranieri e nazionali che si erano già affacciati con evidente interesse, vista la tendenza negativa od assenteista della politica governativa in questo campo, si ritirarono, in buon ordine, rivolgendosi ad altre nazioni più ospitali.
Abbiamo assistito in questo campo ad una fuga di iniziative e di capitali all'estero.
L'industria elettronica estera è oggi in pieno « boom »: per rendersene conto basta aprire le varie riviste e pubblicazioni tecniche periodiche ove si possono vedere pagine di annunci per la ricerca di personale, tecnici, ricercatori che scarseggiano in loco.
E l'amara constatazione che ci rimane purtroppo da fare è quella che il nostro destino, sia sempre quello dell'emigrazione in tutti i campi anche in quello tecnico ove i nostri giovani elettronici non trovano occupazione in Italia, mentre ve ne è estremo bisogno all'estero.
E dire che si è sempre pensato che l'industria elettronica sarebbe stata l'ideale per l'Italia!
« Honni soit qui mal y pense ». È questo il motto che campeggia sullo stemma nazionale inglese: non ci rimane che farlo mestamente anche nostro.
Il nostro prossimo incontro sarà, ve lo prometto, un po' meno triste. **A.**

Alfredo Ferraro

Introduzione alla televisione a colori*

(*) segue dal n. 1, gennaio 1969, pag. 2.

58. - ELETTRODI DEL CINESCOPIO TRICROMICO

Un cinescopio tricromico a tre fasci è schematizzato in fig. 35, in cui è pure indicato il circuito essenziale di impiego, limitatamente alle tensioni di polarizzazione dei vari elettrodi. Il filamento (non indicato in figura), è generalmente a 6,3 V e la corrente di accensione di 1,8 A.

La tensione anodica (A = anodo) è generalmente compresa fra 18 kV e 28 kV. Le griglie pilota G_{1R}, G_{1V} e G_{1B} vengono polarizzate con potenziale base negativo di un centinaio di volt (45÷150 V). G_{2R}, G_{2V} e G_{2B} sono le griglie acceleratrici (o anodi acceleratori), e richiedono una tensione positiva compresa fra due e quattro volte la tensione negativa di polarizzazione delle griglie pilota. G_3, infine, è un insieme di tre griglie di focalizzazione che vengono tuttavia considerate come un unico elettrodo, facendo capo a un solo piedino dello zoccolo. La tensione di polarizzazione di G_3 è generalmente compresa fra un terzo e un quarto dell'E.H.T. Come si vede, soltanto le tensioni di polarizzazione delle griglie pilota sono negative rispetto al catodo.

Il motivo per cui le G_1 e le G_2 devono essere polarizzate indipendentemente, risiede essenzialmente nella necessità di mantenere distinti i circuiti delle prime, pilotate da segnali differenti, e di consentire — per quanto riguarda la seconda terna — la regolazione indipendente dei valori massimi delle correnti elettroniche dei tre fasci, per compensare le differenti efficienze dei tre fosfori. Il fosforo rosso, per esempio, per conseguire la massima luminanza necessaria, richiede una eccitazione ben superiore di quella richiesta dagli altri due.

In sostanza, la differenza che intercorre fra un cinescopio TVm e un cinescopio TVc risiede nell'esistenza di tre griglie pilota e di tre griglie schermo, anzichè di una soltanto per ciascuna funzione. Inoltre, nel tubo tricromico è presente l'elettrodo (triplo) di focalizzazione, generalmente assente nei tubi ordinari.

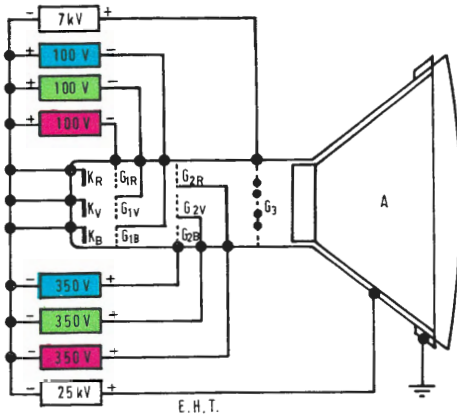



Fig. 35 - Polarizzazioni di un cinescopio tricromico a tre fasci.

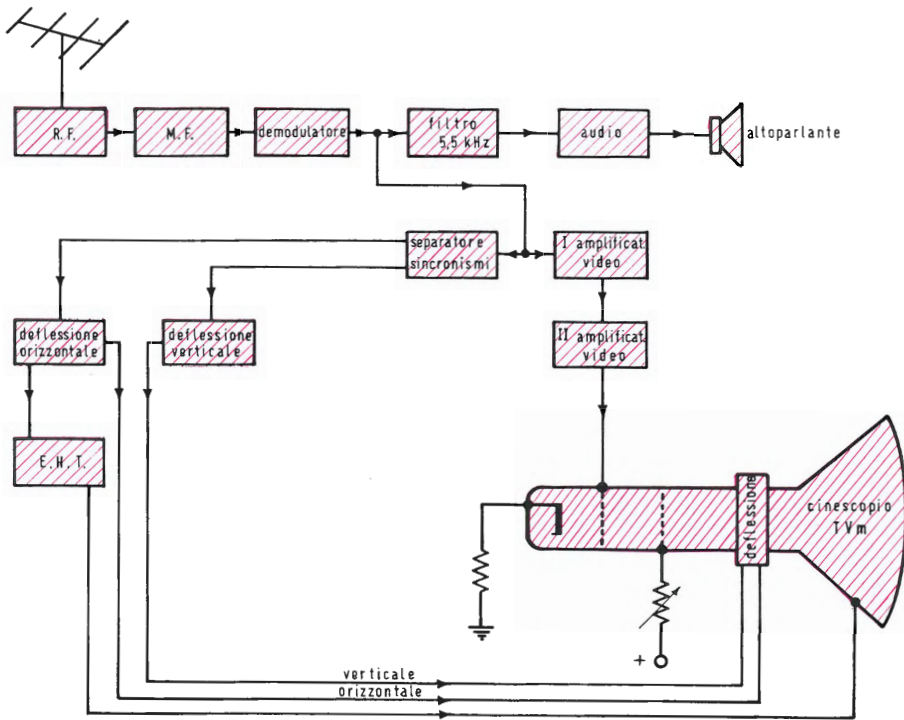



Fig. 36 - Schema semplificato a blocchi di un televisore TVm.

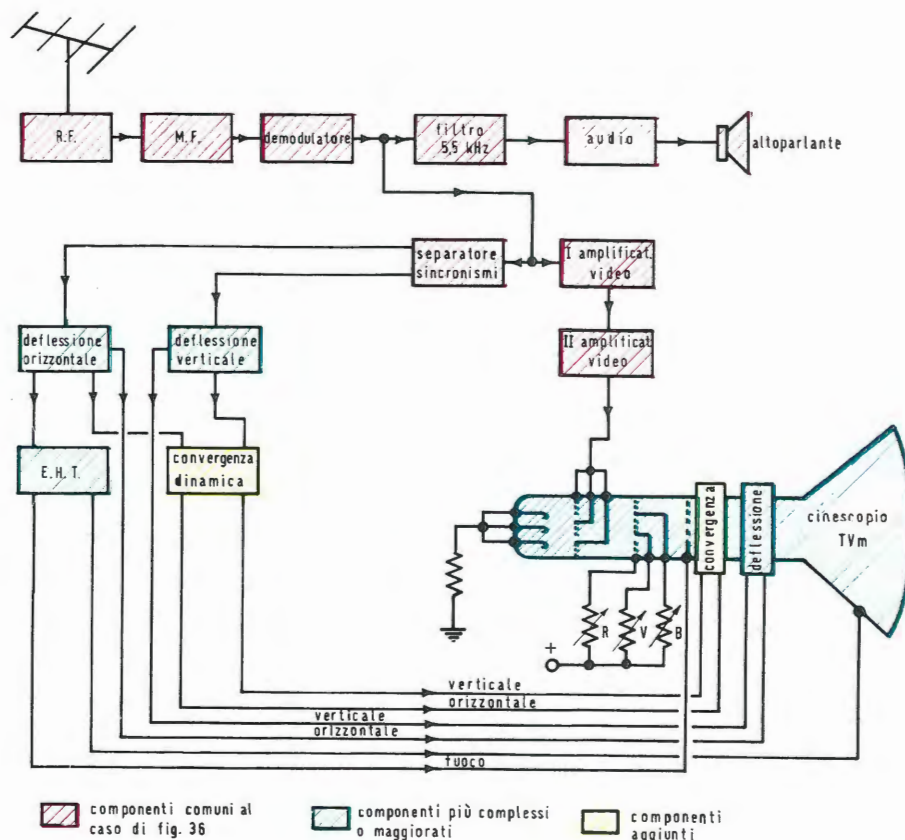



Fig. 37 - Schema a blocchi di un ipotetico televisore TVm a cambiamento di colore.

59. - IL TELEVISORE MONOCROMATICO

Come sappiamo, il televisore monocromatico (TVm) è un televisore che utilizza per la riproduzione dell'immagine, il solo segnale di luminanza. Pertanto, l'immagine stessa viene riprodotta in una sola tinta, che è quella caratteristica del fosforo che costituisce lo schermo del cinescopio.
L'aggettivo « monocromatico », quindi, si riferisce essenzialmente al fatto che — nei televisori di tale tipo — il segnale di crominanza eventualmente presente rimane inutilizzato, e non alla natura delle radiazioni emesse dallo schermo generalmente tutt'altro che monocromatico, nel senso fisico. Infatti, l'immagine di un televisore TVm potrà essere bianca, rossa, verde, ecc. a seconda del tipo di fosforo che costituisce lo schermo cinescopico.
In una precedente puntata, abbiamo confrontato gli schemi a blocchi (semplificati per quanto possibile) relativi alla trasmissione TVm e alla trasmissione TVc. Lo stesso faremo ora, nel caso della ricezione, passando tuttavia — per ragioni didattiche — attraverso un caso intermedio.
Un televisore TVm convenzionale è schematizzato in fig. 36. Si tratta di una disposizione ben nota al lettore, salvo la distinzione in due differenti blocchi del primo e del secondo amplificatore video che, negli schemi semplificati, vanno generalmente rappresentati in un solo blocco. Abbiamo tenuto distinti i due amplificatori, in quanto, nel televisore TVc, la separazione fra luminanza e crominanza ha spesso luogo nel primo amplificatore video (sebbene talvolta avvenga in M.F.).
Si consideri ora la disposizione di fig. 37. Essa non riguarda un circuito pratico, bensì un ipotetico « televisore a scelta di colore », cui ricorriamo soltanto per consentire un passaggio più graduale dal televisore TVm al televisore TVc.
Si tratta ancora di un televisore monocromatico poichè, sebbene la tinta dello schermo possa essere scelta a piacere, essa è sempre unica, malgrado la luminanza varî secondo i chiaro-scuri dell'immagine. In fig. 37, i componenti che non sono cambiati rispetto alla fig. 36 sono ugualmente tratteggiati, mentre tratteggiati di altro colore sono i componenti più complessi o maggiorati e, di un altro colore ancora, i componenti che compaiono soltanto in fig. 37.
Analizziamo in modo rapido tali differenze.

La più evidente consiste nel tubo, sul quale, come componente aggiunto, figura il giogo di deflessione, alimentato da segnali forniti dai circuiti di deviazione orizzontale e verticale. Il sistema di alimentazione, oltre a essere convenientemente maggiorato, deve fornire pure la tensione di focalizzazione. Infine, il circuito di convergenza dinamica è aggiunto, essendo ovviamente assente nella disposizione di fig. 36. Poichè il segnale video è sempre unico (luminanza), le tre griglie di comando sono collegate fra di loro, per cui le tre sezioni del circuito risultano praticamente in parallelo.

Dosando opportunamente i potenziali negativi delle tre griglie pilota, immaginando che tre adatti potenziometri R_1, V_1 e B_1 (*) ne consentano la regolazione, si ottiene l'immagine in bianco e nero. Le regolazioni a due a due dei tre potenziometri, in modo da determinare l'estinzione dei relativi fasci elettronici, permette di mantenere attivo un solo fascio, per cui l'immagine apparirà del colore corrispondente, ossia, o rossa, o verde, o blu.

Con la regolazione all'estinzione del relativo fascio, soltanto del potenziometro R_1, o del V_1 o del B_1, la luminanza dello schermo — determinata dalla coesistenza di due componenti primarie — sarà di colore cìano, o magenta, o giallo. Combinazioni intermedie delle posizioni dei tre potenziometri corrisponderanno a colori ben precisi, comunque non saturi, in quanto è sempre presente una componente bianca.

Quando due tipi di fosforo sono contemporaneamente eccitati, l'aumento della resistenza di uno dei due corrispondenti potenziometri determina lo spostamento graduale della tinta dello schermo, verso l'altro primario che non viene ridotto, fino a raggiungerlo.

Si supponga, per esempio, che siano eccitati il rosso e il verde, sicchè lo schermo risulti giallo; aumentando la resistenza del potenziometro R_1, questa tinta degraderà verso il giallo-verdognolo, poi verso il verde-giallognolo e, infine, diverrà verde, non appena la resistenza di R_1 corrisponderà all'interdizione del fascio rosso.

Analogamente, si può ragionare per il cìano e per il magenta, degradabili rispettivamente in blu o in verde, per quanto concerne il primo, e in blu o rosso, per quanto concerne il secondo.

Tutti gli altri colori definiti dall'intervento di tutti e tre i primari che — come abbiamo detto — contengono sempre una componente bianca, potranno essere

(*) I tre potenziometri R_1, B_1 e V_1 non sono rappresentati in figura 37.

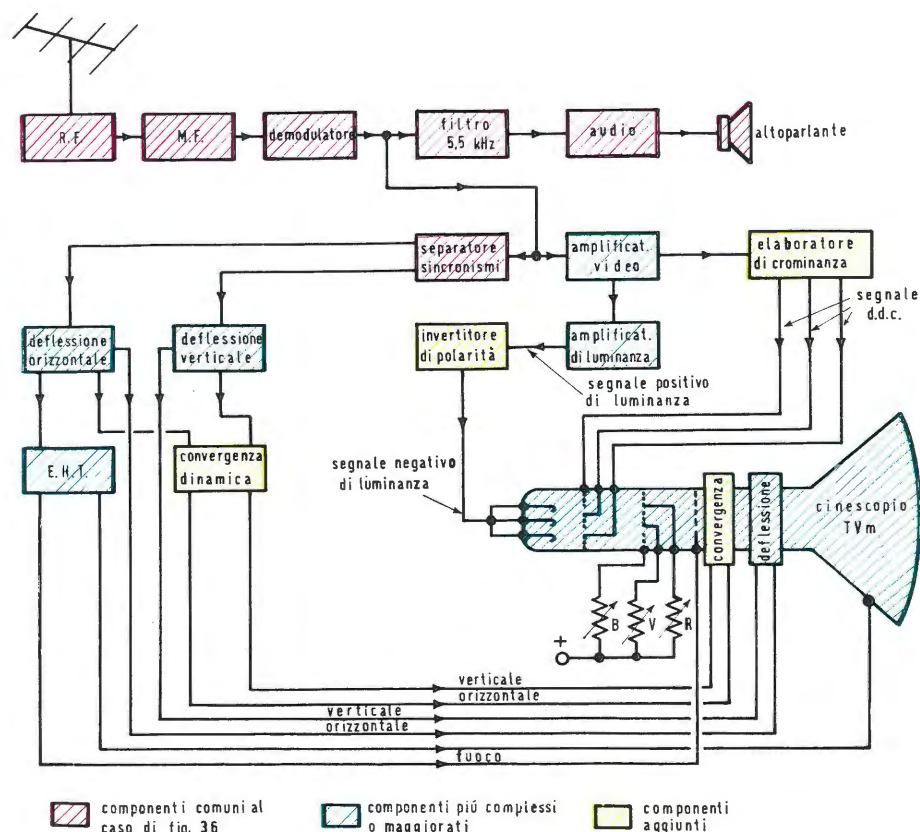
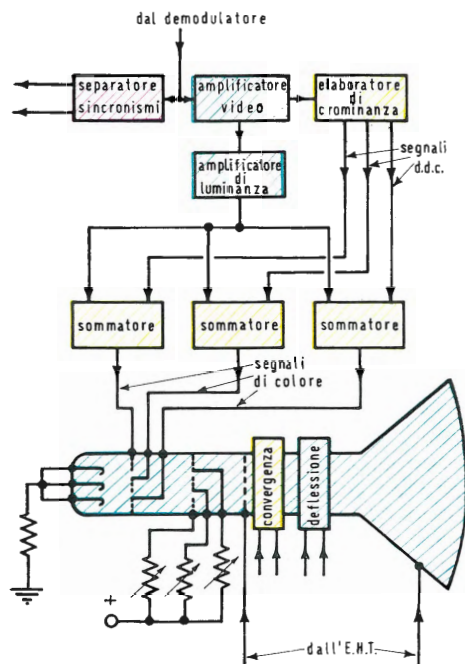



Fig. 38 - Schema a blocchi di un televisore TVc.

ottenuti agendo su tutti e tre i potenziometri, senza raggiungere per nessuno il valore dell'interdizione.
Ammettendo l'esistenza di un operatore assolutamente privo di inerzia, sia d'azione sia di riflessi, dotato inoltre di tre mani, capaci di regolare contemporaneamente e tempestivamente i potenziometri R_1, V_1 e B_1, in modo che per ogni elemento d'immagine esso assuma il colore che gli compete, il televisore ipotetico descritto sarebbe un televisore a colori.

Fig. 39 - Pilotaggio del cinescopio tricromico con i segnali di colore.

60. - IL TELEVISORE A COLORI

Nel televisore a colori esiste un sistema di circuiti che — pilotato dal segnale complesso di crominanza — esegue quelle operazioni che, nel caso precedente, avevamo immaginato affidate a un ipotetico operatore ideale, dotato di tre mani e privo di inerzie di ogni genere. Questo insieme di circuiti prende il nome di *elaboratore di crominanza* e svolge — in senso inverso — le mansioni svolte dal componente ugualmente denominato, che compariva nello schema a blocchi del sistema trasmittente TVc (l'antenna N. 12, pag. 501 fig. 27).
Nell'elaboratore di crominanza, il segnale di crominanza — separato dal segnale di luminanza — viene impiegato per dosare convenientemente e in ogni istante, i tre colori primari. Un televisore a colori, pertanto, può essere schematizzato a blocchi come in fig. 38.
Rispetto al caso precedente, illustrato in fig. 37, è visibile il blocco dell'elaboratore di crominanza, all'uscita del quale sono disponibili i tre segnali d.d.c. Detto elaboratore è un insieme molto complesso di componenti e la sua costituzione varia a seconda del sistema TVc, per cui il televisore è stato costruito.
Infatti, i presupposti in base ai quali il disegno di fig. 38 è stato tracciato, sono tanto generici, per cui esso è valido qualunque sia il sistema TVc adottato.
Alle griglie pilota, vengono applicati i tre segnali d.d.c. che già conosciamo. Ai tre catodi, invece, viene applicato il segnale di luminanza negativa e il segno negativo viene ottenuto con l'invertitore di polarità, esso pure aggiunto, rispetto allo schema di cui alla fig. 37.
Questo sistema di pilotaggio del cinescopio tricromico è possibile, in quanto la somma che consente di ottenere dai segnali d.d.c. e dal segnale di luminanza negativa i segnali di colore, avviene internamente al tubo. Infatti, grazie al duplice pilotaggio alle griglie e ai catodi e, in particolare, grazie all'opposta azione che segnali di uguale polarità esercitano sul fascio elettronico, quando vengono applicati fra catodo e griglia di uno stesso tubo, la risultante corrisponde all'effetto che si otterrebbe pilotando solamente le griglie con i segnali di colore (anzichè d.d.c.). Quest'ultima disposizione è schematizzata nel particolare di fig. 39, tracciato in modo da essere perfettamente confrontabile con la figura precedente.
Come si vede, si parte sempre dal segnale di luminanza e dai due segnali d.d.c., tuttavia sono necessari i tre sommatori esterni al tubo. *(continua)*

Aperti a tutti le iscrizioni alla Mostra-Concorso "Fotomundi"

Dodicimila biglietti d'invito sono stati spediti ultimamente da Eindhoven: sono gli inviti diretti agli appassionati dell'arte fotografica, professionisti, dilettanti, singoli, agenzie, organizzazioni. Opuscoli intesi ad attirare l'attenzione, sulla grande mostra fotografica, denominata « Fotomundi », che si terrà presso il Centro Ricreativo della Philips ad Eindhoven nel giugno del 1969.
Si tratta di una manifestazione organizzata dal Foto-club Philips, fondato nel 1951, che conta oggi 200 membri, sulle basi delle disposizioni generali dettate per avvenimenti del genere dall'Organizzazione Internazionale dell'Arte Fotografica (FIAF) e dalla Società Fotografica Americana (PSA). Può parteciparvi chi voglia, dovunque abiti.
I lavori sono suddivisi in due categorie: « A » riservata ai dilettanti e « B » ai fotografi professionisti. Per ambedue i gruppi vi sono tre distinti settori: foto in bianco e nero, foto a colori e diapositive a colori. Facoltativo il soggetto delle immagini ed il formato.
Alla mostra ufficiale verrà presentato il trenta per cento delle foto concorrenti, accuratamente selezionate. Fra queste saranno scelte le migliori, cui verranno assegnati i seguenti premi: categoria dilettanti: due premi per ogni settore, il primo di 210 mila lire circa, il secondo di 173 mila lire; categoria professionisti: un premio di 210 mila lire per ognuno dei tre settori. Saranno poi conferiti cinquanta diplomi « Fotomundi Excellence » alle cinquanta opere migliori della categoria dilettanti.
La tassa di iscrizione è di due dollari USA, per ogni opera presentata da un concorrente in un settore, o l'equivalente nelle diverse monete nazionali. I termini di iscrizione scadono il 19 maggio 1969. *(n. ph.)*

Gerardo Carlucci

Tracciamento delle curve caratteristiche di componenti attivi

Parte prima

Tutte le riprese fotografiche sono state effettuate sullo schermo di un oscilloscopio T.E.S. mod. O 366, le cui ottime caratteristiche, in relazione alla classe dello strumento, sono già state evidenziate sulle pagine di questa rivista.

1. - PREMESSA

Vi sono indubbiamente molti modi per accertare la efficienza e le caratteristiche dei componenti attivi più comuni, come, ad esempio, dei transistori, dei diodi (a semiconduttore, a vuoto; rettificatori, rivelatori, di riferimento o zener, ecc.), dei triodi e dei poliodi in genere.

Sembra ormai scontato che l'avvenire sia assai più ricco di prospettive per i semiconduttori che non per i tubi a vuoto, dato che ormai pressochè in ogni campo di applicazione i tubi hanno trovato ottimi succedanei in elementi « allo stato solido »; è pur vero che anche questi ultimi sembrano destinati a veder diminuire notevolmente la loro importanza, a causa della disponibilità sempre maggiore di integrati sempre più differenziati ed al tempo stesso assai flessibili; tuttavia, al momento, l'interesse maggiore pare possa essere ancora attribuito ai semiconduttori « tradizionali », che vantano una loro presenza — per non dire onnipresenza — in ogni possibile campo della tecnica applicata. Pertanto ci riferiremo nel seguito principalmente a tali elementi, non senza fare qualche cenno ai vecchi, non ancora inutili, tubi termoionici. Gli integrati non saranno presi in considerazione, poichè per la loro stessa natura e funzione esulano dal campo della nostra breve trattazione.

Come sopra accennato, le modalità per accertare la efficienza di un elemento attivo, e di rilevarne le caratteristiche più salienti, sono numerose, ma non tutte presentano uguale comodità e facilità di esecuzione, nè offrono le medesime caratteristiche di immediatezza e completezza. Come è noto le caratteristiche essenziali di un elemento possono venir espresse molto bene per mezzo delle *curve caratteristiche* (molte delle quali sono di solito riportate dai costruttori nei loro manuali), cioè per mezzo dei diagrammi cartesiani delle funzioni più importanti che legano le variabili inerenti al dispositivo stesso, e che di esso sono caratterizzanti. Così, per riferirci ad un esempio concreto, non mancano mai nei prontuari, fra le curve caratteristiche dei transistori, quelle che permettono di individuare il valore della corrente di collettore *Ic* in funzione della tensione *Vce* applicata fra collettore ed emettitore, per differenti valori della corrente di base *Ib* (*). In questo caso la *Ic* assume il ruolo di variabile dipendente, e viene quindi riferita all'asse *Y* delle ordinate del riferimento cartesiano; essa dipende da almeno due variabili indipendenti, la *Vce* e la *Ib*: è pertanto possibile rappresentare due distinte famiglie di curve, esprimenti, rispettivamente, le funzioni: $Ic = f(Vce)$, con $Ib =$ cost., e $Ic = f(Ib)$, con $Vce =$ cost. Le due funzioni non sono ovviamente indipendenti fra loro, ed altre potrebbero essere dedotte da esse; ciascun diagramma è però più o meno idoneo dell'altro ad evidenziare quelle caratteristiche intrinseche del semiconduttore che di volta in volta si preferisca rilevare.

Passando a considerare i componenti reali, alcune, pur evidenti, considerazioni devono esser fatte: anzitutto può esser richiesta la conoscenza delle caratteristiche *effettive* di un dispositivo, le quali — come di solito accade — possono differire anche sensibilmente dai dati di manuale, i quali necessariamente si riferiscono a elementi di caratteristiche medie, considerati come « tipici »; poi può essere desiderabile effettuare selezioni fra numerosi elementi dello stesso tipo (nei riguardi del coefficiente di amplificazione, o della tensione di breakdown, ecc.), ovvero può interessare semplicemente accertare la funzionalità di un dispositivo sospettato di inefficienza totale o parziale, ed infine stabilire almeno alcune importanti caratteristiche di elementi sconosciuti (perchè non si posseggano i dati relativi, perchè non sia riconoscibile la denominazione stampigliata sull'involucro, ecc.).

In tutti questi casi non v'è di meglio che ricavare, invece che soltanto alcuni valori di pochi parametri, mediante strumentazioni voltmetriche ed amperometriche (o mediante provatransistori e provadiodi di tipo consueto), direttamente gli stessi diagrammi, visualizzati sullo schermo di un oscilloscopio. Poichè le curve ottenibili sono suscettibili di valutazioni quantitative anche abbastanza accurate, ed i circuiti necessari alle rilevazioni possono essere estremamente semplici, il metodo che sarà di seguito indicato acquista, si ritiene, un notevole interesse.

(*) Per semplicità, nel presente lavoro non si è volutamente tenuto conto della simbologia corrente, secondo la quale si adottano differenti simboli (per le tensioni e le correnti), a seconda se si intendano valori medi, istantanei, di cresta, ecc., della componente continua o variabile. Così, ad esempio, con *Ic* si rappresenterà di volta in volta tanto il valore istantaneo della corrente di collettore (i_c), quanto il valore medio (I_C) o di cresta (I_{CM}) della corrente totale o variabile, ecc. Analogamente per gli altri simboli.

Occorrerà anzitutto disporre di un oscilloscopio, che potrà anche essere di non elevata classe; l'ampiezza della banda passante degli amplificatori verticale ed orizzontale potrebbe anche esser limitata, nè ha interesse alcuno la estensione e la qualità della base dei tempi. Una importanza maggiore assume invece la esistenza e la precisione della calibrazione degli attenuatori di ingresso dei due amplificatori (il che, in verità, difficilmente si concilia con una eventuale mediocrità dello strumento); ciò è importante quando si desideri effettuare misure quantitative di una certa precisione, anche se va osservato che spesso sono preziose anche le più semplici informazioni di carattere qualitativo acquisibili per mezzo della pura e semplice « osservazione » delle curve. Evidentemente l'ampiezza dello schermo riveste importanza ai fini della comodità delle osservazioni e della precisione delle misure.

Preliminarmente riteniamo utile qualche osservazione di base e qualche richiamo.

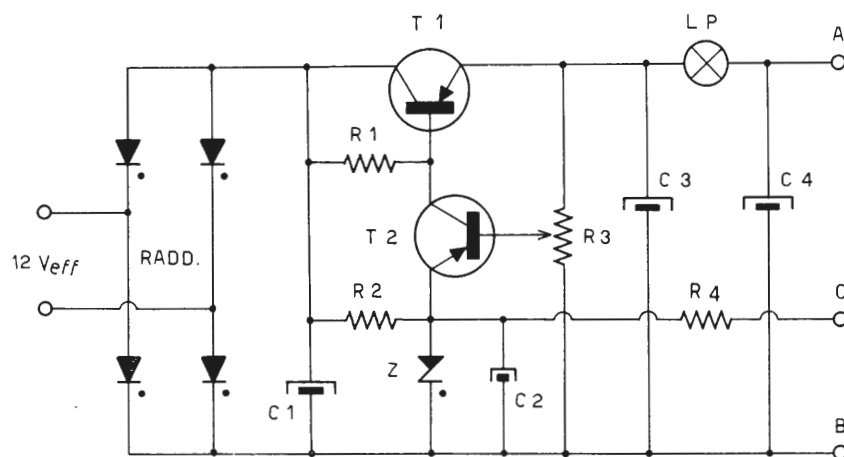
La posizione istantanea del puntino luminoso prodotto dal pennello elettronico sullo schermo fluorescente del tubo a R.C. di un oscilloscopio dipende, in ogni istante, dai potenziali applicati alle placche di deflessione verticali ed orizzontali; i quali potenziali sono proporzionali alle d.d.p. presenti agli ingressi dei rispettivi amplificatori. Nell'uso normale dello strumento, i potenziali applicati alle placche deflettrici sono generalmente entrambe variabili nel tempo (quello applicato alle placche di deflessione orizzontale è normalmente variabile nel tempo *linearmente*, secondo l'andamento di un dente di sega), così che il fascetto elettronico si sposta descrivendo sullo schermo rette o curve; dunque, con la base dei tempi inclusa, l'oscilloscopio è idoneo alla rappresentazione di *forme d'onda*, vale a dire di diagrammi di funzioni del *tempo*, del tipo $V = f(t)$. Non in tal modo sarà però usato lo strumento per tracciare le curve che ci interessano. Va notato che le funzioni qui da considerare, involgono come variabile indipendente, non il tempo, ma grandezze aventi dimensioni fisiche di correnti o tensioni; queste grandezze dovranno esse stesse esser fatte variare nel tempo, entro prefissati limiti, con qualsivoglia legge di variazione, purchè periodica. In tal modo varierà nel tempo e con lo stesso periodo, a causa del funzionamento dell'elemento attivo, anche la grandezza considerata variabile dipendente, legata alla prima da una data funzione. (Ad esempio, se faremo variare periodicamente la Ib di un transistore, mantenendo costante nel tempo la Vce ed ogni altra grandezza che possa esser considerata parametro, anche la Ic varierà con la stessa frequenza; naturalmente non è detto che Ic varii *proporzionalmente* a Ib: essa seguirà l'andamento conferitole dalla caratteristica del transistore stesso). Applichiamo ora contemporaneamente, all'ingresso orizzontale una tensione che segua sempre fedelmente le variazioni della grandezza presa come *variabile indipendente* (cioè una tensione che sia in ogni istante rigorosamente proporzionale alla variabile indipendente stessa), ed all'ingresso verticale una tensione che sia sempre rigorosamente proporzionale alla entità della grandezza *variabile dipendente*; (stando all'esempio precedente, occorrerà inviare all'ingresso X una tensione proporzionale a Ib, all'ingresso Y una tensione proporzionale a Ic). Stante la costanza dei due fattori di proporzionalità, risulterà che il fascetto elettronico in ogni istante assumerà la posizione relativa ai corrispondenti valori istantanei di ciascuna delle due grandezze (Ib e Ic, nell'esempio); mutando successivamente nel tempo questi valori, lo spot muterà posizione in relazione ad essi, descrivendo appunto la curva caratteristica, insieme degli infiniti punti relativi alle infinite coppie dei valori corrispondentisi delle due grandezze. Si noti che è stato fatto sì che le variazioni della variabile indipendente promuovano spostamenti dello spot secondo la componente orizzontale, mentre le variazioni della indipendente provochino spostamenti secondo la componente verticale; il moto risultante seguirà una traiettoria (la curva), che corrisponderà necessariamente alla espressione cartesiana della funzione che lega fra loro le due variabili. Poichè le variazioni delle due grandezze sono cicliche, come già detto, la curva verrà « percorsa » ad ogni semiperiodo, ed in senso alterno, come sarà meglio illustrato in seguito. Naturalmente se la funzione considerata, come sempre avviene, è una funzione di più variabili, una sola di esse a scelta sarà fatta effettivamente variare periodicamente, mentre tutte le altre verranno mantenute il più rigorosamente possibile costanti (saranno cioè considerate parametri). Vedremo come in taluni casi sarà possibile e facile variare la entità di un parametro, non in modo continuo, ma secondo una sequenza di « livelli », col risultato di far tracciare dal pennello elettronico più curve di una stessa famiglia.

A tal proposito va posto in evidenza come esista la possibilità di fissare più curve di una stessa famiglia sulla emulsione di una pellicola fotografica, esponendo la medesima più volte successivamente, e facendo variare ad ogni ripresa il valore di una determinata *costante* (parametro).

Notiamo infine come durante ogni prova, ogni componente esplicherà le sue normali funzioni di amplificatore, o rettificatore, ecc.

2. - I COMPONENTI AUSILIARI CONSIGLIATI

Prima di passare alla descrizione dei

Fig. 1 - Piccolo alimentatore stabilizzato (derivato con alcune modifiche da vecchie pubblicazioni Philips). Valori dei componenti: Radd. = Rettificatore a ponte al selenio, 15 V_{eff}, 1 Amp.; $C_1 = C_3 = C_4$ = 1000 μF/25 VL; C_2 = 100 μF/10 VL; R_1 = 470 Ω, 1 W; R_2 = 1 kΩ, ½ W; R_3 = Potenziometro 500 Ω, a filo. Regola la tensione d'uscita. R_4 = Resistenza di protezione; ad es. 1 kΩ o 470 Ω; T_1 = OC26, AD149; T_2 = OC74, AC128; Z = Diodo zener; V_z = 6 V circa (OAZ 204); LP = Lampada ad incandescenza, di protezione; 6 V/0,3 A.

semplici circuiti pratici, ci sembra opportuno accennare al materiale necessario alla loro realizzazione: il tipo ed il valore di ciascun componente indicato non è critico, ma potrà costituire una guida utile.
Occorre anzitutto una sorgente di tensione variabile periodicamente, e capace di fornire correnti anche abbastanza intense, per poter alimentare transistori di potenza, nonchè rettificatori di potenza, in regime di forti correnti. La forma d'onda della tensione variabile non ha molta importanza: è necessario che detta tensione varii periodicamente da zero ad un massimo positivo o negativo, per analizzare transistori e tubi amplificatori, e da un massimo negativo ad un massimo positivo, per i diodi. La frequenza dovrà esser compresa entro le possibilità di funzionamento dei dispositivi (e dell'oscilloscopio). Pertanto, per semplicità, sarà sufficiente disporre di una tensione alternata prelevata da un trasformatore collegato alla rete urbana di distribuzione dell'energia elettrica (50 Hz in Italia), con o senza la previa rettificazione di una semionda o di entrambe. Poichè sarà utile disporre di diverse tensioni, sarebbe assai comodo disporre di un trasformatore variabile (attenzione: *non* di un *autotrasformatore* variabile — sono i più diffusi —, allo scopo di ottenere un indispensabile isolamento dalla rete, nonchè per la salvaguardia dell'operatore, e dei semiconduttori in esame); si presterà bene allo scopo anche un normale trasformatore per provavalvole, il quale dispone sempre di numerose prese sullo avvolgimento secondario (in generale però non è possibile prelevare da tutte le prese la stessa corrente: le correnti più forti sono disponibili su tensioni di 4, 5, 6,3 volt); al limite ci si accontenterà di un trasformatore per campanelli (potenza 30 ÷ 40 V/A), il quale solitamente dispone di un secondario con prese a 4, 8, 12, e spesso anche a 24 V.
Alcuni rettificatori in due semionde saranno poi necessari, meglio se al selenio (per la loro economicità e capacità di sopportare sovraccarichi).
Le tensioni e correnti massime sopportabili dai rettificatori saranno scelte in relazione al tipo di prove che si intende effettuare (come apparirà più chiaro nel seguito), ma in linea di massima occorrerebbe almeno un « B30-C1000 », ed un « B250-C300 ».
Sarà poi necessaria una sorgente di tensione continua, il cui valore sia regolabile a piacere: un alimentatore stabilizzato, filtrato e ad uscita regolabile è pressochè indispensabile, altrimenti si useranno batterie di pile a secco di buona capacità, da 1,5 V, in numero variabile a seconda delle esigenze, o accumulatori al piombo (esistono in commercio, per uso aeromodellistico o per fotoflash elettronici, anche elementi singoli da 2 V, al piombo, economici e durevoli). Alcune resistenze, condensatori, potenziometri completano l'equipaggiamento. In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di un semplicissimo alimentatore stabilizzato di piccola potenza, che potrà essere utilizzato per esaminare transistori in regime di piccole correnti, unitamente ai circuiti che verranno presentati; esso fornisce, fra i punti *A* e *B* tensioni continue discretamente livellate, variabili con continuità fra 6 e 16 V (corrente max 0,3 A) e fra i punti *A* e *C* tensioni variabili fra 0 e 10 V (corrente max 0,01 A). Esso potrebbe essere utilizzato anche per altri scopi, come ad esempio per alimentare piccoli amplificatori per potenze sino ad un paio di watt (utilizzando le prese *A* e *B*).

3. - LE CURVE CARATTERISTICHE FONDAMENTALI DEI TRANSISTORI

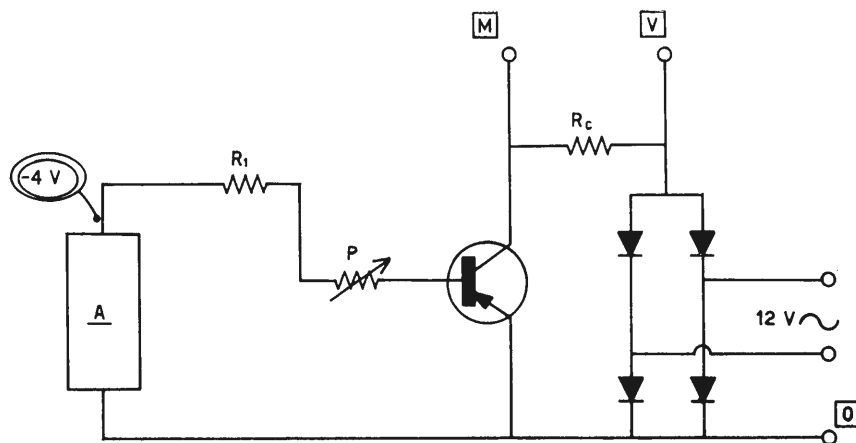
Fra le numerose caratteristiche ripor-

tate dai costruttori di transistori, alcune sono particolarmente interessanti e semplici da ricavare mediante l'oscilloscopio e banali circuiti collegati. Alcune di queste caratteristiche si riferiscono al montaggio ad emettitore comune e sono rappresentate normalmente in un riferimento cartesiano comprendente quattro quadranti (fig. 2), in cui sono rappresentate le funzioni: $Ic = f(Vce)$ per $Ib =$ cost., nel I quadrante; $Ic = f(Ib)$ per $Vce =$ cost., nel II quadrante; $Vbe = f(Ib)$ per $Vce =$ = cost., nel III quadrante; $Vbe = f(Vce)$ per $Ib =$ cost., nel IV quadrante; è inoltre interessante la funzione $Ic = f(Vbe)$, con Vce come parametro, analoga alla $Ia = f(Vg)$, $Va =$ = cost. dei triodi, tetrodi e pentodi. Numerose altre funzioni possono essere prese in considerazione, in riferimento ai montaggi a base e a collettore comune; comunque esamineremo i semiconduttori nel montaggio ad emettitore comune; d'altro canto tutte queste funzioni non sono indipendenti fra loro. Il montaggio ad emettitore comune è inoltre il più usato in pratica, a causa del più elevato guadagno in potenza che esso offre, e in ogni caso le curve riferite a detto montaggio forniscono informazioni abbastanza complete. Ricordiamo ora brevemente il significato delle quattro famiglie di curve sopraccennate. Nel I quadrante è rappresentata la caratteristica di uscita di un transistore: è cioè osservabile in qual modo varii la corrente di collettore al variare della tensione fra collettore ed emettitore, per ogni valore prefissato e costante della corrente di base; la pendenza di tali curve esprime l'entità del parametro ibrido h_{22}, cioè della conduttanza d'uscita, essendo infatti:
$h_{22} = \partial Ic/\partial Vce$,
derivata parziale della Ic rispetto alla Vce ($Ib =$ cost); nel II quadrante sono rappresentate curve la cui pendenza indica il rapporto statico di amplificazione di corrente:
$h_{21} = \partial Ic/\partial Ib$;
il III quadrante accoglie le curve che esprimono la caratteristica di ingresso: la loro pendenza, definita come:
$h_{11} = \partial Vbe/\partial Ib$
indica la resistenza d'ingresso del transistore; infine nel IV quadrante le curve esprimono, con la loro pendenza, il rapporto di reazione fra l'uscita e l'ingresso:
$h_{12} = \partial Vbc/\partial Vce$
La funzione $Ic = f(Vbe)$ con $Vce =$ = cost. mostra l'andamento della corrente di collettore al variare della tensione fra emettitore e base; tale funzione è analoga alla « trasconduttanza » dei triodi, ma va notato che mentre i tubi termoionici sono dispositivi comandati per tensione, i transistori lo sono per corrente, e la trasconduttanza ha per questi ultimi una importanza descrittiva minore che non per i primi.

Fig. 2 - Alcune fra le più importanti « famiglie » di curve caratteristiche, relative al montaggio ad emettitore comune.

4. - I CIRCUITI PRATICI DEI « TRACCIACURVE »

La base dei tempi dell'oscilloscopio verrà esclusa dal funzionamento e si posizioneranno i comandi in modo da rendere accessibile l'ingresso dell'amplificatore orizzontale. Per ottenere le curve del I quadrante si potrà far uso del circuito di fig. 3, il quale è dimensionato in modo tale da poter fornire

Fig. 3 - Circuito atto alla rilevazione delle curve del 1° quadrante [$I_c = f(V_{ce})$]. Valori indicativi dei componenti: R_1 = 10 kΩ; R_c = 100 Ω; P = 500 kΩ, potenziometro lineare, collegato come reostato; M = massa dell'oscilloscopio; V = ingresso verticale; O = ingresso orizzontale.
Il circuito è valido per transistori PNP; per i tipi NPN, cfr. il testo.

le curve di un qualunque transistore di potenza anche esigua, senza pericolo di danneggiarlo; si otterrà una curva distinta per ogni valore di *Ib*, la quale potrà esser regolata sino ai limiti massimi di dissipazione consentiti dal semiconduttore in esame, mediante la regolazione della tensione fornita dall'alimentatore *A* o mediante la regolazione del valore di *P*, potenziometro a variazione lineare (500 kΩ) usato come reostato. Un microamperometro (od un milliamperometro, a seconda dei casi) potrà esser inserito, onde misurare direttamente la *Ib*. Il circuito di fig. 3 è valido per transistori di tipo P-N-P; volendo analizzare transistori N-P-N, basterà invertire le polarità delle due tensioni, pulsante e continua, lasciando inalterati i collegamenti al transistore e all'oscilloscopio. Con i valori indicati a schema il transistore viene evidentemente analizzato in regime di piccole correnti e relativamente piccole tensioni. Poichè può essere più interessante ricavare le curve di transistori di potenza in condizioni di più forti correnti di collettore, si potranno variare i valori puramente indicativi indicati a schema. Così potrà esser ridotto il valore di *P* e di R_1 o aumentato quello della tensione fornita da *A*; anche il valore di picco della tensione pulsante può esser aumentato, se richiesto. Sarà in ogni caso necessario però ridurre il valore di *Rc*, affinchè la caduta di tensione ai suoi estremi rimanga sempre, anche durante le massime escursioni della *Ic*, soltanto una frazione piccola della *Vce*. La presenza della *Rc*, indispensabile per prelevare la necessaria tensione proporzionale a *Ic* può essere causa di errore ed alterare le curve. In ogni istante infatti agli estremi di *Rc* è presente la tensione $Ic \cdot Rc$, che si sottrae alla tensione di alimentazione; il valore di *Rc* dovrà pertanto esser abbastanza piccolo da non provocare mai ai suoi estremi una caduta di tensione pari all'intero valore della tensione di alimentazione, cioè non si deve correre il rischio di *saturare* il transistore. Il valore di *Rc* sarà comunque tenuto il più basso possibile, in relazione all'entità della corrente di collettore (ed anche della tensione pulsante di alimentazione); così per correnti dell'ordine dell'ampère, il valore di *Rc* verrà ridotto sino ad 1 Ω ed anche meno. Per ogni campo di valori di *Ic* esiste, almeno in teoria, una vasta scelta di valori della resistenza *Rc*. Un limite inferiore esiste però in pratica; non solo si richiede una sempre maggiore sensibilità dell'amplificatore *Y* man mano che si riduce il valore di *Rc*, ma si aumenta anche la possibilità di introdurre tensioni di disturbo, con conseguente necessità di schermare il cablaggio, per non parlare dei segnali di disturbo presenti nella stessa tensione di rete: possono allora insorgere instabilità della traccia, sdoppiamento della medesima, o una sua « modulazione », specialmente con transistori per radiofrequenza. Facciamo notare un fenomeno interessante, i cui effetti sono illustrati in fig. 4; il transistore in esame è un AF 116, per alta frequenza; il tratto principale della curva appare « modulato »; in effetti all'osservazione diretta la « modulazione » si presentava rapidamente variabile nel tempo per forma ed ampiezza: si constatò durante le sperimentazioni che le variazioni della traccia seguivano l'andamento del segnale di B.F. rivelato da un comune radioricevitore sintonizzato sulla emittente locale ad onda media: dal confronto appariva chiaro che la traccia era « modulata » dallo stesso segnale di B.F. supportato dalla portante R.F. della emittente locale. Sembra logico dedurre che la tensione R.F. presente nella località in cui fu effettuata la prova, indotta casualmente nei collegamenti di base, sovrapposta alla polarizzazione fissa, rivelata e amplificata dal transistore stesso, sia alla base del fenomeno; tale tesi è confortata dal fatto che simili fenomeni sono riscon-

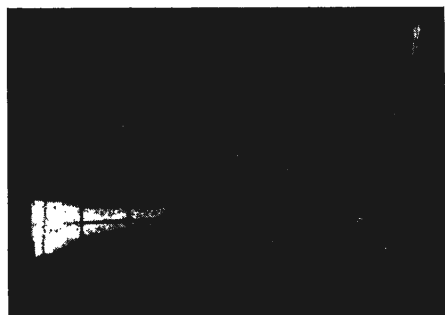



Fig. 4 - Una curva del I quadrante, relativa ad un AF116, per R.F.

Fig. 5 - Una curva del I quadrante, per un SFT 377D NPN per B.F.

trabili in misura più o meno grande sempre e soltanto con transistori per R.F. (semprechè ovviamente la sensibilità dell'amplificatore *Y* venga mantenuta abbastanza elevata, e bassi i valori di *Ib*, di *Ic* e di *Rc*. La particolarità di cui sopra era favorita da varie circostanze concomitanti, quale ad esempio la presenza del forte campo elettromagnetico generato dalla emittente locale; più in generale, le innumerevoli tensioni a R.F. sempre presenti nell'etere, qualora riescano a raggiungere la base del transistore, potranno produrre semplicemente una traccia confusa e mal definita: l'inconveniente può esser ovviato elevando opportunamente il valore di *Rc*, e diminuendo la sensibilità verticale. Peraltro i transistori a bassa frequenza di taglio non presentano questa particolarità, come è possibile osservare in fig. 5 (transistore SFT 377D, N-P-N, adatto per applicazioni in B.F.).

Misure quantitative sono possibili: l'asse verticale può facilmente essere calibrato in mA/cm (o in A/cm), se sono note la *Rc* e la sensibilità verticale in V/cm, semplicemente tenendo presente la legge di Ohm: *Ic*/cm = V/cm/*Rc*; ad esempio, se la sensibilità verticale è mantenuta in corrispondenza di 0,2 V/cm (valore adatto nella maggior parte dei casi), ed *Rc* vale 100 Ω, la scala delle *Ic* varrà:

$$Ic/\text{cm} = \frac{0{,}2\ \text{V/cm}}{100\ \Omega} = 0{,}2/100\ \text{A/cm} = 2\ \text{mA/cm}$$

Se l'ingresso orizzontale è già calibrato, non si pongono evidentemente problemi, poichè in ascissa sono riportati i valori di *Vce* leggibili dunque direttamente; spesso però una calibrazione dell'attenuatore d'ingresso orizzontale manca, ed occorre definire una calibrazione prima (o dopo) ogni prova. In pratica ci si potrà condurre come segue: dopo aver regolato approssimativamente l'amplificazione orizzontale sino ad ottenere una traccia tutta contenuta nell'ambito dello schermo utile, si constaterà la sensibilità dell'amplificatore *X* nelle stesse condizioni di regolazione dell'attenuatore; il che sarà semplice fare, togliendo momentaneamente ogni collegamento all'oscilloscopio, ed inviando all'ingresso X una tensione di cui sia noto il valore di picco, alternata sinusoidale o pulsante (sinusoidale rettificata); naturalmente il valore di detta tensione sarà tale che la traccia orizzontale ottenuta (la base dei tempi sarà stata momentaneamente reinclusa su un qualunque valore del tempo) sia compresa tutta entro i limiti del reticolo. L'escursione della traccia corrisponderà evidentemente a $2 \cdot \sqrt{2} \cdot Veff$, nel caso di una tensione alternata sinusoidale, e a $\sqrt{2} \cdot Veff$, nel caso di una tensione sinusoidale rettificata. Dunque, se è *N* il numero di graduazioni su cui si estende in totale la traccia, la sensibilità orizzontale sarà pari a:

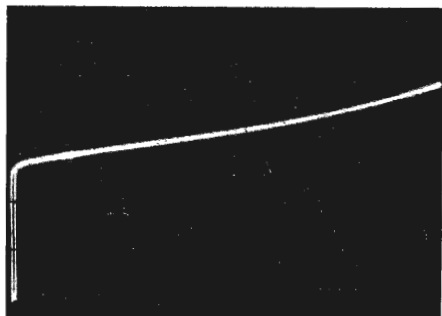
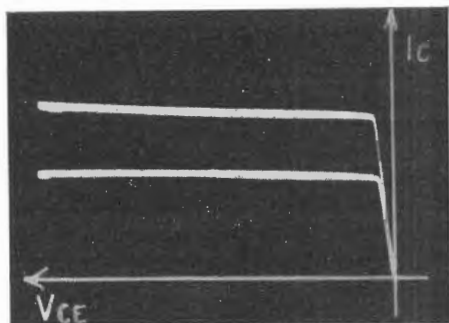
$$\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot Veff}{N}, \quad \text{ovvero} \quad \frac{\sqrt{2} \cdot Veff}{N}\ \text{V/cm}$$

Si potrà a questo punto modificare leggermente l'entità della amplificazione *X*, onde ottenere un numero intero di V/cm (qualora ciò non si sia già casualmente ottenuto), al fine di rendere più comoda ogni valutazione. Naturalmente queste operazioni dovrebbero essere ripetute tutte le volte che per una qualsiasi ragione si dovesse ritoccare l'attenuatore d'ingresso orizzontale.

Si ritiene utile fare ora alcune considerazioni a proposito dell'orientamento degli assi cartesiani che si immaginano solidali al reticolo del tubo a R.C., per una corretta interpretazione delle curve ottenute; considerazioni che saranno tenute presenti anche per le curve descritte nel seguito. Le *direzioni* degli assi a cui sono riferiti i diagrammi sono quelle consuete in ogni riferimento cartesiano: l'asse delle ordinate *Y* risulta sempre *verticale*, quello delle ascisse *X*, *orizzontale*. Quanto ai *versi*, notiamo che nelle ordinarie rappresentazioni grafiche, si suole orientare l'asse (o il semiasse che interessa) *Y* verso l'alto, e quello *X* verso destra, almeno quando si tratti di un riferimento singolo, e non di più « quadranti » insieme. Questa orientazione viene spesso mantenuta anche quando i valori dell'ascissa o dell'ordinata siano tutti negativi; cioè in tali casi si riportano sugli assi i *valori assoluti* delle grandezze (purchè essi siano, per ciascuna grandezza, tutti dello stesso segno). Nel nostro caso invece, individuata l'orientazione del semiasse positivo (orientazione che potrà in qualche caso essere difforme dalle convenzioni), il relativo semiasse negativo avrà l'orientazione opposta. Per riferirci ad un esempio concreto, consideriamo le curve del I quadrante: graficamente, sui manuali cioè, si sogliono riferire tali curve al semiasse *Y* verticale orientato verso l'alto (per *Ic*) ed al semiasse *X* orizzontale orientato verso destra (per *Vce*), tanto per i transistori N-P-N — per i quali quindi in ordinata vengono riferiti i valori di +*Ic*, ed in ascissa i valori di + *Vce* — quanto per i P-N-P — per i quali si considerano invece solo i valori di —*Ic* e —*Vce*. Sullo schermo dell'oscilloscopio, invece, saranno le curve ad essere « rovesciate » le une rispetto alle altre, a seconda della « polarità » del transistore esaminato. Come si osserva nelle fig. 4 e 5, relative ad un elemento P-NP ed N-P-N rispettivamente, l'asse *Y* è orientato verso l'alto e quello *X* verso destra, secondo le convenzioni: invece per il transistore P-N-P, la curva appare rovesciata rispetto a quella relativa all'N-P-N, in quanto *Ic* e *Vce* sono, per l'elemento P-N-P, entrambe

Fig. 6

Fig. 7 - Esposizione multipla; pellicola Plus X Pan Kodak, tempo di posa = 1 sec. circa per ogni curva, f_i = 1/11; *sviluppo spinto.*

Fig. 8

negative. Simili considerazioni saranno tenute presenti anche nel seguito.
Riguardo alla particolarità del circuito di fig. 3, in cui si nota il punto di massa collegato al collettore del transistore, si osservi che è il modo corretto per prelevare la *Vce* e la $V = Ic \cdot Rc$. Se si scambiassero fra loro le connessioni *M* e *V* (ad esempio per ottenere curve « non rovesciate » con elementi P-N-P), non si otterrebbe una curva corretta: in tal modo si invierebbe all'ingresso *X* una tensione pari alla tensione di alimentazione pulsante, che non è la *Vce*, ma ne differisce di una quantità pari a $V = Ic \cdot Rc$, la quale inoltre non è detto sia sempre proporzionale a *Vce* medesima (il che dipende dalla linearità delle caratteristiche del transistore). L'errore non sarebbe forse da considerarsi importante, ma esisterebbe di certo. In fig. 6, comunque si può osservare una curva ottenuta in tale modo: è evidente che l'errore non è « enorme »!

5. - OSSERVAZIONE DI PIU' CURVE SIMULTANEAMENTE

Abbiamo accennato alla possibilità di ottenere registrazioni fotografiche di più curve di una stessa famiglia; la fig. 7 ne mostra un esempio relativo ad un transistore AD 139, funzionante con corrente di collettore (valore max) variabile, a salti di circa 20 mA, fra 20 e 120 mA.
Tuttavia la possibilità di osservare *direttamente* sullo schermo dell'oscilloscopio più tracce insieme presenta un interesse ancora maggiore; la cosa è possibile, a patto che si sia in grado di provocare cicliche variazioni di « livello » della grandezza variabile indipendente che sia stata considerata parametro; le variazioni dovrebbero seguire l'andamento di un'onda a gradini. Per la durata di ogni gradino una curva (corrispondente ad un valore ogni volta diverso del parametro), dovrebbe esser descritta per intero; successivamente dovrebbero esser tracciate tutte le curve sino al livello massimo *N*, per poi ricominciare dal primo livello 1. Il tutto dovrebbe avvenire in un tempo sufficientemente breve per permettere l'osservazione simultanea di tutte le curve, sfruttando le proprietà di persistenza dello schermo del tubo a R.C. Conviene analizzare brevemente da vicino il problema; ci riferiremo per semplicità alle curve del tipo già preso in considerazione. Va ricordato che in tale caso la tensione di alimentazione del collettore è pulsante, a 100 Hz (fig. 8). Col circuito descritto, in effetti il pennello elettronico traccia la curva due volte per ogni semiciclo della tensione di rete a 50 Hz, cioè due volte per ogni ciclo della tensione raddrizzata in due semionde: la curva viene tracciata una prima volta (per transistori N-P-N) con una componente orizzontale diretta verso destra, e successivamente in senso opposto. In fig. 9 è illustrato ciò. In 1/100 di sec. il fascetto muove da *A* a *B*, ritornando poi in *A*, ripercorrendo a ritroso lo stesso cammino. A volte la curva appare effettivamente « sdoppiata », mostrando due percorsi non coincidenti (come anche in ciascuna curva di fig. 7); ciò o per asimmetria del semiconduttore stesso (diverso comportamento del semiconduttore per *Vce* crescenti o decrescenti), o per difettoso filtraggio della tensione che fornisce la *Ib*, o per tensioni alternate indotte. *Vce* ha pressappoco lo stesso andamento della tensione pulsante di alimentazione: essa varia da zero ad un massimo in 1/4 di periodo della tensione di rete, e dal massimo a zero, in un altro quarto di periodo. Dunque per esser tracciata, una curva necessita solo di 5 msec. Tale potrà perciò essere il tempo durante il quale mantenere invariato ogni livello del parametro (la *Ib* nel presente esempio), o un multiplo di esso secondo un fattore 2. Quattro livelli potranno così essere utilizzati in 1/50 di sec., ed otto livelli in 1/25 di sec.; la frequenza della tensione a gradini dovrebbe pertanto essere di 50 Hz (con 4 gradini), o di 25 Hz (con 8 gradini); frequenze più basse, con un maggior numero di gradini, sono da ritenersi inutilizzabili, non essendo più sufficiente la persistenza della fluorescenza dello schermo a fornire immagini perfettamente definite, per non dire della difficoltà di ottenere frequenze così basse (12,5 Hz, o 6,25 Hz, ecc.).
Il problema si riduce quindi a disporre di un generatore di tensione a gradini, sincronizzabile, e dotato di uscita a bassa impedenza, di livello non esiguo. Un generatore simile non è la cosa più semplice da ottenere, ma disponendo di esso, potrà esser usato, nel caso attualmente in considerazione, per polarizzare la base del transistore in prova, in unione, o meno, ad una polarizzazione fissa. Esiste tuttavia ancora una possibilità abbastanza attraente, ed assai più facile da conseguire, quella di ottenere *due* sole curve distinte, usufruendo quindi di una tensione a due soli gradini. Infatti una tensione a gradini con due livelli soltanto, altro non è che una tensione...quadra! Un generatore di B.F. con uscita a bassa impedenza, ad onda quadra sincronizzabile esiste certamente in tutti i laboratori, ed anche molti dilettanti ne sono provvisti. È importante conoscere se il generatore a disposizione sia costituito da un multivibratore monostabile preceduto o non da un bistabile in qualità di conformatore degli impulsi di sincronizzazione. La eventuale presenza del bistabile richiederebbe un pilotaggio a frequenza doppia di quella di rete, essendo esso, come è noto, anche un divisore di frequenza. In questo caso tuttavia sarà possibile pilotare il generatore per mezzo di una tensione rettificata in due semionde, prelevata dallo stesso secondario a 12 *Veff* del trasformatore d'alimentazione. Altrimenti il pilotag-

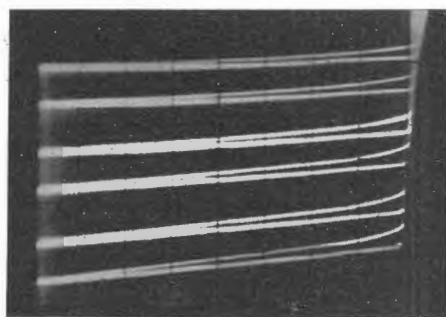
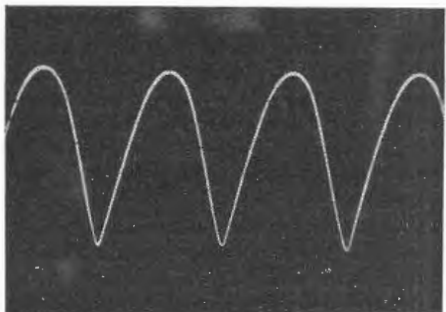
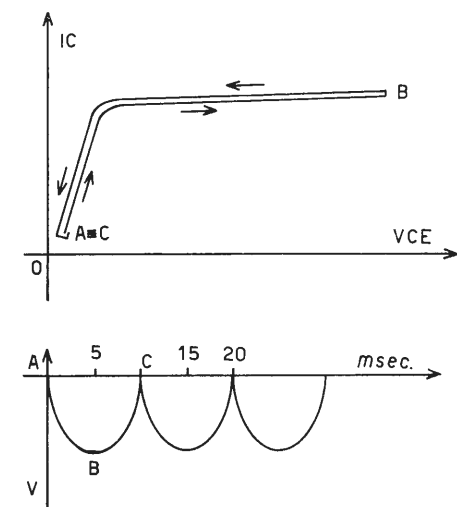



Fig. 9

gio verrà effettuato direttamente dal secondario stesso (mai dalla rete!). La regolazione della fase dell'onda quadra rispetto a quella della tensione di alimentazione sinusoidale (e quindi anche rispetto alla fase della tensione pulsante di collettore) ha una notevole importanza per quel che riguarda il tracciamento stesso delle curve. Vari modi di funzionamento sono possibili. Qualora l'onda quadra a 50 Hz abbia la medesima fase iniziale della tensione presente sul secondario del trasformatore, o ne differisca esattamente per π (essendo dunque sempre « in fase » con la tensione pulsante a 100 Hz di alimentazione del collettore), il funzionamento sarebbe il seguente (fig. 10): durante il 1/4 di periodo $A'B$ (1/2 periodo, per la tensione pulsante), cioè per la durata di 5 msec., lo spot muove da A' a B, descrivendo la curva 1, e successivamente, in altri 5 msec., da B a C, a ritroso lungo il percorso 2, coincidente con il primo. Durante questi 10 msec. la tensione quadra (e quindi Ib) conserva lo stesso livello — è per questo che la curva viene percorsa identicamente, anche se in senso inverso, due volte — nel tempuscolo pari al tempo di discesa dell'onda quadra (punti C, C') lo spot rimane nell'intorno di $C \equiv C'$ (Vce è all'incirca uguale a zero); mutato il livello di Ib, che permarrà inalterato durante i tempi 3 e 4, inizia il tracciamento della curva 3, da C' a D; in altri 10 msec. lo spot muove da C' a D e da D ad E, per ricominciare poi da capo l'intero ciclo. Se non è possibile ottenere che la differenza di fase sia sempre pari a 0° o a ± 180°, si potrà ugualmente ottenere il funzionamento corretto del

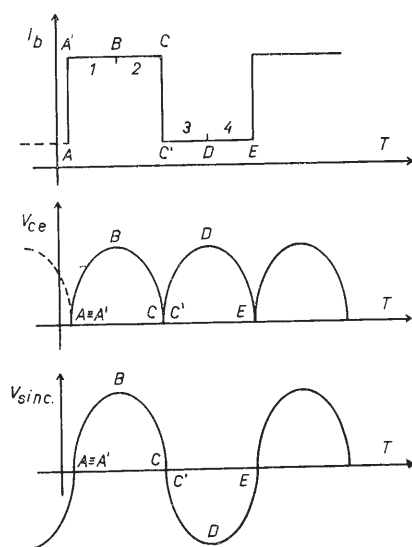



Fig. 10

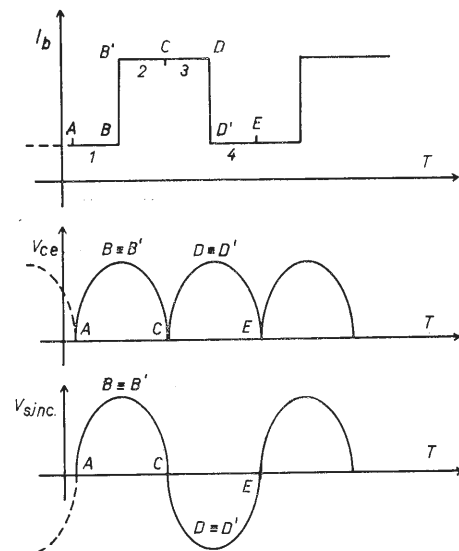
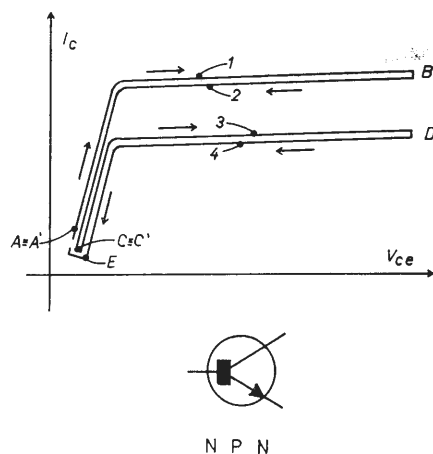



Fig. 10 b

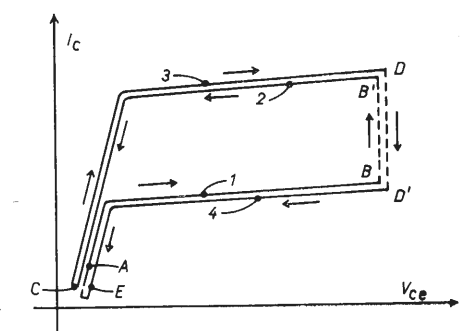
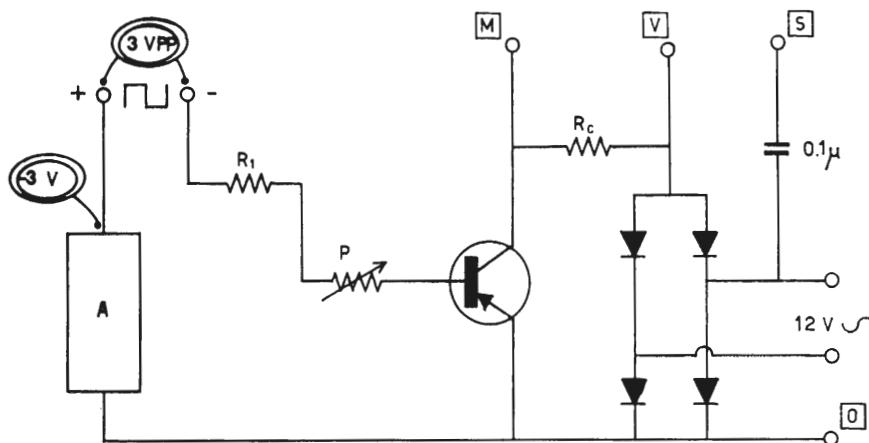



Fig. 10 *c* - Come collegare il generatore ad onda quadra (o, eventualmente, a gradini). Nel caso di un'onda quadra, la I_b può esser dedotta da semplici considerazioni:

$$I_{b1} = \frac{V_a + V_{q1} - V_{be}}{R_a + R_{gen} + R_1 + P};$$

$$I_{b2} = \frac{V_a - V_{be} - V_{q2}}{R_a + R_{gen} + R_1 + P}.$$

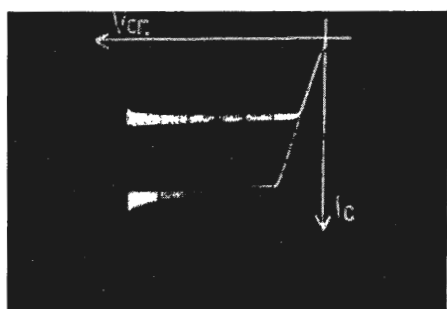
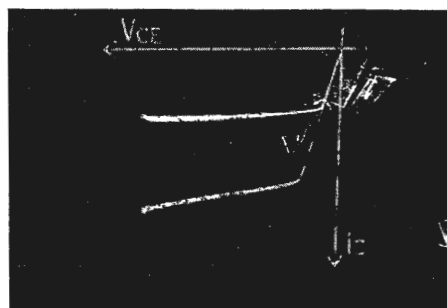



Fig. 11 *a, b* - Caratteristiche d'uscita di transistori PNP (AC125, OC45).

complesso, facendo in modo che la fase dell'onda quadra sia in ritardo di 90° esattamente rispetto alla tensione di pilotaggio sinusoidale (di 180° rispetto a quella pulsante) (*). La fig. 10*b* illustra questo modo di funzionamento, che è quello usato per la tracciatura della maggior parte delle curve riportate nelle fotografie (è riconoscibile il raccordo fra le tracce, corrispondente alla « salita » dello spot da *B* a *B'* ed alla sua « discesa » da *D* a *D'*; il raccordo, come è facile intuire, sarà tanto meno marcato quanto più breve sarà il tempo di salita e di discesa dell'onda quadra).

Se il generatore dispone delle apposite regolazioni della fase dell'onda quadra rispetto alla sincronizzazione, non sussistono evidentemente problemi; in caso contrario, un semplice circuito sfasatore può essere interposto, ma il modo più semplice di ottenere una perfetta sincronizzazione è quello di agire sulla entità della tensione sinusoidale di pilotaggio del trigger, e su di una serie RC di accoppiamento (infatti il « déclenchement » di un monostabile avviene per un determinato valore della tensione applicata in griglia, o in base, al primo elemento del trigger stesso, cioè in corrispondenza di un determinato punto del fianco di salita della semionda di pilotaggio, e quindi in relazione con la entità massima della semionda stessa, nonchè con la sua « forma »: la tensione sinusoidale può venire differenziata o integrata da reti di accoppiamento). In fig. 10*c* è riportato il circuito di utilizzo. Il rapporto ciclico verrà regolato per un coefficiente di riempimento $t/T = 0{,}5$; spesso la regolazione opportuna del rapporto ciclico potrà sostituire o integrare la regolazione della fase. Anche un generatore non sincronizzato può essere usato, regolandolo su una frequenza di 50 o 100 Hz: difficilmente però la stabilità e la finezza di regolazione in frequenza di un normale generatore saranno sufficienti a garantire una perfetta stabilità delle tracce: il raccordo fra di esse si muoverà lungo le curve, che appariranno inoltre interrotte in corrispondenza del raccordo. A volte, può essere preferibile rinunciare del tutto alla sincronizzazione, ed usare una frequenza molto più alta di quella di rete (alcuni kHz): così le curve, che appariranno come costituite da brevi trattini o punti consecutivi, generalmente in movimento lungo la propria traiettoria, risulteranno ugualmente assai chiare. Nelle fig. 11*a* e 11*b*, 12*a* e 12*b* sono visibili le caratteristiche d'uscita di quattro transistori: AC 125, OC 45, AC 127, SFT 377D. Il generatore ad onda quadra (o a gradini, eventualmente) può essere impiegato anche nel caso delle curve del IV quadrante, che saranno esaminate in seguito; invece, per le curve del II e III quadrante, essendo *Vce* il parametro, occorrerebbe impiegare uno stadio aggiuntivo, capace di fornire le tensioni e le correnti richieste, più elevate che nei casi precedenti. Osserviamo ancora, a proposito delle curve del I quadrante, che diverse informazioni possono essere da esse dedotte.

Ad esempio, può esser constatata la tensione di breakdown di un transistore: è necessario in questo caso utilizzare valori della tensione di alimentazione del collettore più elevati del normale, con valori bassi di *Ic* ed *Ib*, ed elevati, con le riserve del caso, di *Rc*, affinchè la prova non sia distruttiva.

Anche il raddrizzatore dovrà avere caratteristiche adeguate. Sono ricavabili così curve del tipo raffigurato in fig. 13, per un AC 127 al germanio. È possibile

(*) Parlare di « differenza di fase » per due frequenze non identiche è improprio; tuttavia abbiamo usato tale espressione per semplicità, essendo evidente il suo significato, arguibile anche osservando le figure; d'altronde non dimentichiamo che trattasi di frequenze multiple l'una dell'altra.

Fig. 12 *a*, *b* - Caratteristiche d'uscita di transistori NPN (AC127, SFT 377D).

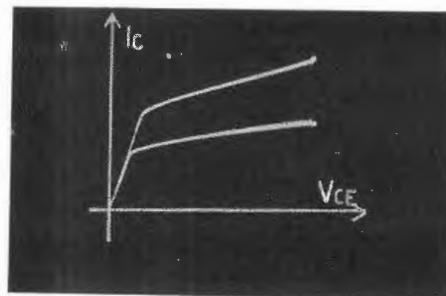
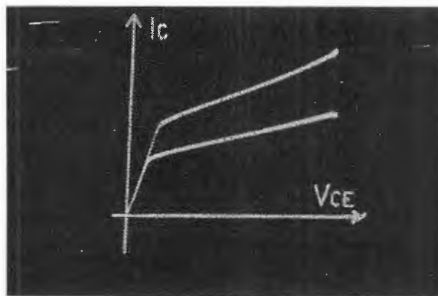



Fig. 13 - In questo caso si è voluta constatare la tensione di breakdown di un AC127; pertanto la tensione applicata è stata di 45 volt di picco. Tale valore, diminuito della caduta di tensione ai capi di R_c (circa 1 volt) è quello corrispondente all'estremo destro della curva.

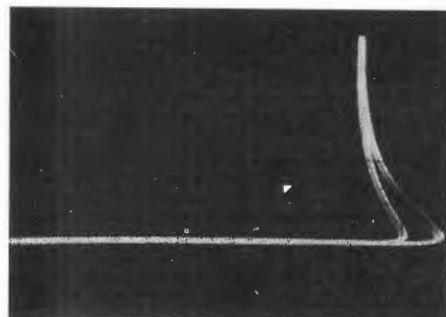
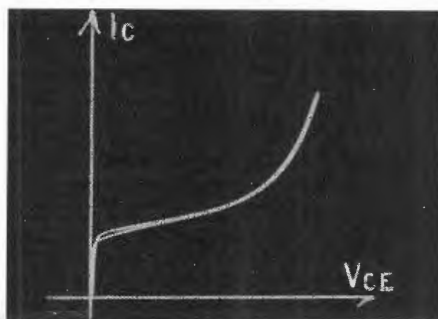



Fig. 14 - Caratteristica del breakdown di un BC109 al silicio plan. epitass. Si noti la estremità della curva, « a resistenza negativa ».

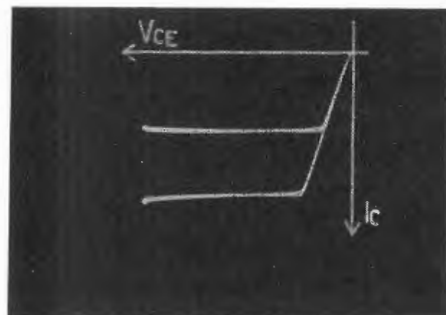
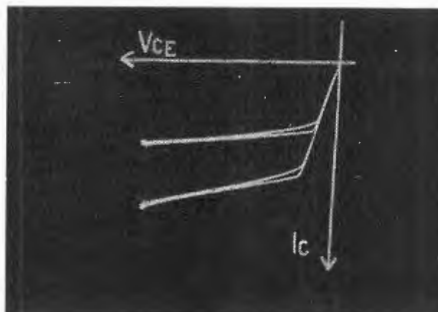
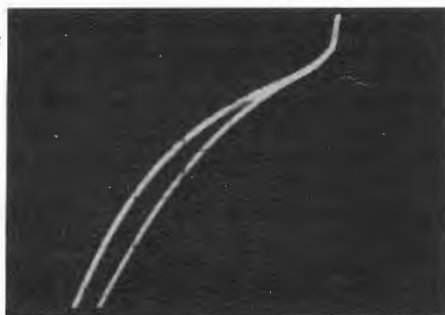



Fig. 15, 16 - Nelle stesse condizioni di misura, due transistori, simili per quel che riguarda le caratteristiche elettriche essenziali, mostrano una notevole differenza per quel che riguarda la linearità delle caratteristiche d'uscita.

Fig. 16 *a* - Questa curva è relativa ad un transistore di potenza danneggiato irreversibilmente.

notare come la tensione di rottura (*Vces*) non abbia un valore perfettamente definito: l'incurvatura verso l'alto della caratteristica inizia per valori di *Vce* superiori a circa 33 volt; il massimo valore di *Vce* è di circa 45 volt, in questo caso. Invece la caratteristica di rottura dei transistori al silicio ottenuti con la tecnica planare epitassiale è molto più netta, e presenta anzi un caratteristico tratto a « resistenza negativa », ben visibile in fig. 14: superato il punto di breakdown, la corrente di collettore continua ad aumentare, anche se la tensione *Vce* diminuisce. Questa curva è stata ottenuta con un BC 109; non tutta la curva è stata compresa sullo schermo fluorescente, poichè per meglio evidenziare il tratto interessante si è agito sull'amplificazione orizzontale e verticale, nonchè sul comando di centratura della traccia.

Spesso poi, anche il semplice esame qualitativo delle curve del I quadrante fornisce qualche interessante indicazione circa il funzionamento o l'efficienza di un transistore. Ad esempio, se una di tali curve non è parallela all'asse *X*, ovvero se due curve relative allo stesso transistore non sono parallele fra loro, ma divergenti, ciò può significare che il semiconduttore non è adatto come amplificatore lineare per ampi segnali, ma può offrire dei vantaggi in circuiti per piccoli segnali, a guadagno regolabile per variazione della corrente di collettore. Infatti l'inclinazione delle curve indicherebbe una corrente di collettore in aumento (pur con *Ib* costante), all'aumentare di *Vce*; la divergenza delle curve indicherebbe che tale non-linearità assume caratteri più marcati, all'aumentare della corrente di collettore stessa. Tutti i transistori presentano delle non-linearità, in entità più o meno grande a seconda del tipo e delle condizioni di lavoro prescelte; comunque va tenuto presente che la pendenza apparente di tali curve ottenute sullo schermo dell'oscilloscopio dipende in modo notevole dalla sensibilità dei due amplificatori *X* ed *Y*, vale a dire dalla *scala* delle tensioni *Vce* e delle correnti *Ic*. Si osservino le fig. 15 e 16: la prima è relativa ad un transistore di potenza di vecchio tipo, ormai del tutto obsoleto, mentre la seconda mostra le caratteristiche di un AL 100, nelle stesse

condizioni di misura: le curve hanno tratti ben più orizzontali e paralleli che non nel primo caso: infatti l'AL 100 è un transistore di potenza espressamente studiato per applicazioni in amplificatori ad alta fedeltà. In fig. 16 bis si nota la caratteristica fortemente distorta di un transistore di potenza volutamente in precedenza danneggiato, ma sempre capace di amplificare, nel modo che si può immaginare. Era un esemplare di AD 139, ma esso era stato « scoperchiato », ne era cioè stata asportata la calottina metallica di protezione, senza per altro manomettere la giunzione. Subito dopo tale operazione il transistore non presentava modificazione alcuna nelle caratteristiche, ma dopo pochi giorni il suo comportamento appariva quanto mai anòmalo: oltre che all'azione della luce, reagiva in modo vistoso alle variazioni di temperatura, ed ancor più all'azione dell'umidità atmosferica; inoltre, forse a causa di una contaminazione della giunzione ad opera di agenti atmosferici, la tensione di rottura appariva fortemente diminuita.

(*continua*)

VII Convegno Tecnico Componenti Elettronici

Anche quest'anno, in occasione del « VI Salone Internazionale Componenti, Strumenti di Misura Elettronici ed Accessori », verrà organizzato il « VII Convegno Tecnico Componenti Elettronici » che è ormai divenuto parte integrante delle tradizionali ed annuali manifestazioni del settore promosse a cura dell'Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche, che si svolgeranno nel Settembre 1969.

Il Comitato Organizzatore del « VII Convegno Tecnico Componenti Elettronici », nella sua seduta del 19 settembre 1968, ha deliberato di affidare nuovamente l'incarico di coordinatori delle riunioni al Prof. Dr. Ing. Francesco Carassa ed al Prof. Dr. Ing. Luigi Dadda, rispettivamente Titolari della Cattedra di « Comunicazioni elettriche » e della Cattedra di « Elettrotecnica » del Politecnico di Milano.

Il Comitato Organizzatore ha deliberato anche di delimitare sin dall'inizio i temi per le memorie in modo da dare una fisionomia ben precisa al Convegno, stabilendo quanto segue:

1) tema del Convegno:
   FILTRI; NUOVE REALIZZAZIONI E NUOVI METODI DI PROGETTO;
   filtri LC, RC, attivi, a cristallo o a ceramica piezoelettrica, meccanici, digitali, a costanti concentrate o distribuite;
   metodi di progetto;
   progettazione col calcolatore;
   tecniche di costruzione;
   campi di applicazione;
   prospettive di sviluppo;
   problemi di taratura manuale o automatica.
2) Le memorie nella loro stesura definitiva ed integrale, dovranno essere presentate *entro il 30 aprile 1969*.
3) Le memorie potranno essere corredate di diapositive o disegni da proiettare in sala. *A.*

Proiettore automatico in un nuovo cinema parigino

Una parte dell'edificio del Moulin Rouge — il celebre locale legato alla vita, alla passione, al dolore, all'arte di Toulouse Lautrec, nonchè a tutta un'epoca della capitale francese — è stata destinata ad ospitare un nuovo cinema. Si tratta del « Paramount Montmartre », recentemente inaugurato, attrezzato con proiettori Philips. Particolare interessante: la cabina di proiezione è stata sistemata in modo da ospitare un'apparecchiatura innovatrice che permette di proiettare l'intero programma automaticamente.

(*n. ph.*)

Indagine endoscopica trasmessa a colori su un grande schermo

Nel quadro del secondo Simposio della Società italiana di Gastroenterelaparascopia tenutosi presso l'Istituto nazionale per lo studio e la cura dei tumori, i partecipanti hanno potuto assistere ad un intervento diretto sull'addome di una paziente.

L'indagine endoscopica è stata trasmessa per mezzo di un impianto televisivo a colori a circuito chiuso Philips. Una sonda a fibre ottiche, che si avvaleva di una adeguata sorgente luminosa, è stata inserita nell'addome della paziente: le fibre, collegate al tubo di ripresa della telecamera, hanno consentito che l'immagine potesse essere osservata su un grande schermo per mezzo del proiettore televisivo a colore « Mammouth » posto nella nuova sala conferenze dell'Istituto. Questo sistema permette di avere fortemente ingranditi i particolari con nuove possibilità didattiche e di ricerca.

(*n. ph.*)

Luigi Cesone

Il comportamento dei diodi tunnel in commutazione*

Questo studio si occupa dell'utilizzazione dei diodi tunnel in circuiti di commutazione, nonchè della valutazione dimensionale delle loro caratteristiche proprie.

1. - INTRODUZIONE

Il diodo tunnel è un dispositivo a semiconduttore che presenta un fenomeno di resistenza negativa. La sua denominazione ha origine appunto dal cosiddetto «effetto tunnel», che consiste nella proprietà posseduta da una certa aliquota di elettroni di un materiale semiconduttore fortemente drogato di risalire la barriera di potenziale creata da una giunzione p-n. [1]. Non intendiamo naturalmente, in questa sede, soffermarci a studiare l'aspetto strettamente fisico del fenomeno, limitandoci a presentare alcune note bibliografiche al termine dell'articolo; essendo invece, lo scopo di questo studio quello di analizzare, piuttosto, l'aspetto del pratico impiego circuitale.

L'effetto tunnel si manifesta in condizioni di estrema rapidità pari a circa 10^{-12} s; una rapidità di transizione tanto elevata risulta quindi, in prima approssimazione, unicamente limitata dagli elementi esteriori del sistema: vale a dire la resistenza, la induttanza e la capacità. Ne consegue che il diodo tunnel troverà un ampio campo di applicazioni nell'ambito della tecnica di commutazione ultra-rapida ed in quello delle microonde. Si osservi tuttavia che, essendo il diodo tunnel un elemento di tipo bidirezionale, vale a dire avente in comune il medesimo elettrodo di ingresso e di uscita, la concezione dei circuiti in cascata risulta più complessa con questo elemento rispetto all'adozione dei componenti classici.

I materiali che vengono impiegati per la fabbricazione dei diodi tunnel sono il germanio, il silicio e l'arseniuro di gallio. Si badi tuttavia che il silicio è il materiale meno frequentemente impiegato. Quanto ai diodi all'arseniuro di gallio, essi presentano il difetto di manifestare una degradazione della corrente di picco allorché vengono fatti funzionare per un certo tempo nella regione di polarizzazione diretta e quando la tensione applicata ai capi del diodo sia superiore a circa 0,9 V. Quanto abbiamo esposto può rivelarsi un inconveniente molto grave nel caso di alcune applicazioni particolari.

2. - CARATTERISTICHE STATICHE

Poiché lo studio dei circuiti di commutazione impieganti diodi tunnel viene condotto nella maggioranza dei casi per via grafica, risulta indispensabile poter rilevare le caratteristiche del diodo in modo preciso.

In fig. 1 è rappresentato l'andamento generale della caratteristica di un diodo tunnel. Si notino i seguenti punti di maggior interesse:

— I_P e V_P, denotati rispettivamente corrente e tensione di picco;

— I_V e V_V, denotati rispettivamente corrente e tensione di valle;

— V_F e I_F, che rappresentano le coordinate della proiezione di I_P sulla caratteristica in corrispondenza della regione di iniezione.

In condizioni di polarizzazione inversa,

(*) *Electronique Industrielle*, marzo 1968, pag. 103.

Fig. 1 - Aspetto della caratteristica tipica di un diodo tunnel; su di essa sono rappresentate le coordinate dei parametri in corrente e tensione continua.

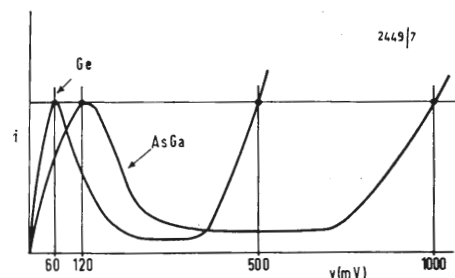
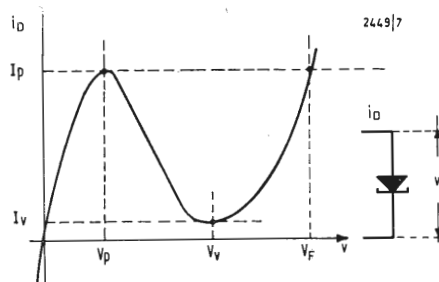



Fig. 2 - Confronto fra le caratteristiche di un diodo tunnel al germanio (Ge) e all'arseniuro di gallio (As-Ga).

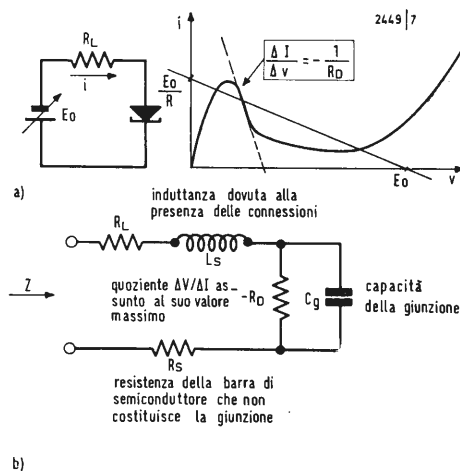



Fig. 3 - Circuito semplificato che permette il rilievo della caratteristica di un diodo tunnel ed il tracciamento della retta di carico per un funzionamento bistabile (*a*). Schema equivalente di un diodo tunnel nella zona a resistenza negativa (*b*).

Fig. 4 - In (*a*) è illustrato un circuito di misura per diodo tunnel che consente di applicare la resistenza di stabilizzazione direttamente agli elettrodi del diodo. In (*b*) invece, è presentato un circuito pratico per il rilievo della caratteristica *i/v*.

il diodo tunnel si comporta praticamente come un cortocircuito.

In fig. 2, sul medesimo diagramma, sono state riportate le caratteristiche di due diodi tunnel, l'uno al germanio e l'altro all'arseniuro di gallio. Vi si nota che l'escursione di tensione è due volte minore per quello al germanio; si ottiene dunque un guadagno in potenza pari a 4 per l'arseniuro di gallio.

Il rilievo della caratteristica di un diodo tunnel è particolarmente delicato da effettuare e impone l'adozione di particolari precauzioni onde evitare che il circuito di misura sia sede di oscillazioni spontanee o di un comportamento simile a quello di un bistabile.

Il più semplice collegamento per il rilevamento della caratteristica statica è rappresentato in fig. 3*a*. Dall'esame della curva si nota che, quando sussiste la condizione $R_L > |-R_D|$, la retta di carico interseca la caratteristica in 3 punti; ciò corrisponde ad un funzionamento del circuito come bistabile il che impedisce il rilievo della caratteristica. La principale condizione di stabilità si scrive dunque $R_L \leq R_D$, ove R_D = resistenza del diodo.

Una seconda condizione si impone allorché il punto di funzionamento percorre la zona a resistenza negativa. Infatti, in questa regione, il diodo tunnel può entrare in oscillazione spontanea per la presenza, anche se trascurabile, dell'induttanza parassita delle connessioni, associata alla capacità della giunzione. Lo schema equivalente, universalmente adottato, nella regione di resistenza negativa è quello della fig. 3*b*.

Si manifesterà la possibilità di oscillazioni se, per una frequenza qualsiasi, la parte reale di Z si annulla o diviene negativa:

$$Z = (R_L + R_S) + jL\omega + \frac{1}{jC_j\omega + 1/-R_D}$$

Il valore della frequenza massima di oscillazione, detta altresì frequenza di taglio resistiva, è data dalla condizione: parte reale di $Z = 0$, vale a dire:

$$\omega_R = \frac{1}{R_D \cdot C_j}\sqrt{\frac{R_D}{R_S + R_L} - 1}$$

D'altra parte, la frequenza propria di oscillazione del diodo tunnel con gli elementi L_S e C_j è data dalla condizione: parte immaginaria di $Z = 0$, vale a dire:

$$\omega_S = \frac{1}{C_j}\sqrt{\frac{C_j}{L_S} - \frac{1}{R_D{}^2}}$$

Da quanto esposto si deduce facilmente che, se la frequenza propria di oscillazione è superiore alla frequenza di taglio resistiva, il diodo tunnel non può entrare in oscillazione. La condizione matematica si scrive: $\omega_S > \omega_R$, vale a dire: $R_L + R_S > L_S/(R_D \cdot C_j)$. Combinando questa espressione con la precedente, si ricava così la doppia condizione di stabilità riassunta appunto dalla seguente formula: $(L_S/R_D C_j) < R_D + R_S < R_D$.

Si noti, qui, l'importanza del termine L_S. Onde la condizione di stabilità sia facilmente soddisfatta, L_S deve assumere il minor valore possibile. Al limite, vale a dire quando $L_S = R \cdot {}_D{}^2 C_j$, la stabilità non può più essere assicurata dagli elementi esterni del circuito. Così, per esempio, nel caso di un diodo tunnel al germanio con una $I_P = 5$ mA e con i seguenti valori tipici: $C_j = 10$ pF, $R_D = 20\ \Omega$, si trova un coefficiente di autoinduzione massimo L_S di 0,4 nH. In queste condizioni la costruzione del contenitore dovrà essere particolarmente studiata, ed altrettanto dovrà avvenire per il circuito di misura.

2.1. - Il circuito di misura

Un circuito pratico, molto impiegato per il rilievo della caratteristica di un diodo tunnel, è rappresentato in fig. 4*a*; la configurazione circuitale è relativamente semplice trattandosi di un ponte di Wheatstone di tipo classico. In questo montaggio, la resistenza di stabilizzazione può essere collegata direttamente ai terminali elettrodici del diodo tunnel. Detta resistenza deve presentare bassa induttanza onde sarebbe ideale impiegare per questo scopo resistenze del tipo « a disco »; tuttavia, data la notevole difficoltà nel reperire questo tipo di componente, in alcuni casi si può realizzare R_4 mediante l'associazione di diverse resistenze a strato, di bassa dissipazione (1/8 W per esempio), collegate in parallelo. Ciò diminuisce sensibilmente l'induttanza residua. Nel caso in cui si debbano eseguire misure di temperatura, bisognerà invece impiegare resistenze a strato metallico.

Si può facilmente dimostrare che la tensione v rispetto alla massa è proporzionale alla corrente i_d che fluisce nel diodo quando il ponte è innanzitutto equilibrato in assenza del diodo. In tali condizioni di equilibrio sussiste la relazione: $v = i_d \cdot R_2\, R_4/(R_3 + R_4)$. Il circuito pratico è rappresentato in fig. 4*b*.

Il circuito è completato da un raddrizzatore con rettificazione delle due alternanze che fornisce impulsi semi-sinusoidali, che consentono la traccia permanente su un oscilloscopio. Un potenziometro con comando demoltiplicato consente l'operazione di equilibrio del ponte, condizione quest'ultima che si traduce nella presentazione di una traccia orizzontale sullo schermo dell'oscilloscopio, in assenza del diodo.

Per la rivelazione precisa della caratteristica, si richiede la presenza di un commutatore che permetta di passare su una alimentazione in corrente continua e di un voltmetro digitale di precisione. Il montaggio rappresentato ha permesso di rilevare con successo le curve di diodi con $I_P = 5$ mA (1N3857 RCA al germanio e A653 Texas Instruments all'arseniuro di gallio). La variazione della corrente di picco per tali diodi e dell'ordine di $10^{-3}/°C$, ed altrettanto avviene per la tensione di

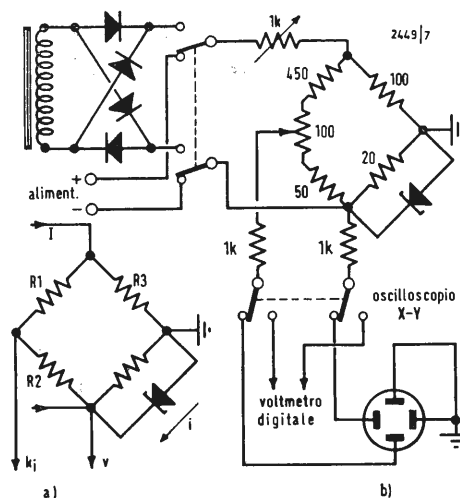
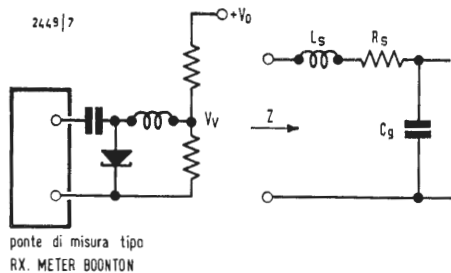



Fig. 5 - Circuito per la misura della capacità di giunzione (*a*) e schema equivalente nella regione di valle (*b*).

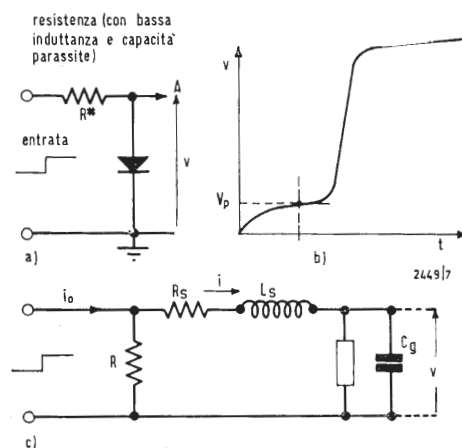



Fig. 6 - Configurazione circuitale per la misura dei tempi di commutazione (*a*) e forma d'onda della tensione nel punto *A* (*b*). Schema equivalente del diodo tunnel per l'analisi dei tempi di commutazione. La funzione *i*/*v* è rappresentata dal simbolo rettangolare collegato in parallelo su C_j (*c*).

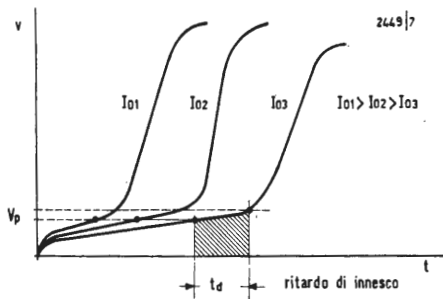



Fig. 7 - Le curve rappresentate illustrano l'ampiezza del gradino di corrente I_o sul ritardo o disinnesco.

picco; ciò consente di utilizzare il diodo tunnel con successo nei dispositivi con soglia di commutazione rapida. Nella regione di iniezione, la variazione è simile a quella di una giunzione p-n, essendo il coefficiente compreso fra —1 e —2 mV/°C per V_F.

Un parametro molto importante da determinare con problemi di commutazione è la capacità di giunzione; infatti, la rapidità di commutazione è direttamente proporzionale a C_j. Si otterrà una buona approssimazione di C_j effettuando la misura in corrispondenza della regione di valle. In questa regione, R_D tende all'infinito ed il circuito si riduce a quello presentato in fig. 5.

Inoltre, se si sceglie una frequenza di misura molto bassa (di circa 1 MHz), gli elementi R_S ed L_S possono essere trascurabili; l'ampiezza del segnale di misura non dovrà tuttavia superare qualche millivolt onde mantenersi nella zona di linearità. La misura di L_S è particolarmente difficile da effettuare, in quanto impone l'impiego di frequenze molto elevate (comprese fra 500 e 1000 MHz); si potrebbe impiegare in questo caso un ponte di misura General Radio.

3. - TEMPI DI COMMUTAZIONE

Poiché i tempi di commutazione dei diodi tunnel sono assai rapidi ($t < 1$ ns) e l'ampiezza dei segnali alquanto limitata, si impiegherà, in ogni caso, un oscilloscopio per campionatura (sample). Come abbiamo affermato precedentemente, essendo l'effetto tunnel estremamente rapido, si può concludere che la velocità di transizione è unicamente limitata dai componenti esterni del circuito.

Un semplice circuito per pervenire alla determinazione di questa misura è presentato in fig. 6*a*. Qui un generatore di impulsi rettangolari è collegato al diodo tunnel tramite una resistenza (per alta frequenza) di elevato valore ohmico; il diodo tunnel risulta quindi, praticamente, alimentato da una sorgente di corrente e ciò è necessario onde non ridurre la sua velocità propria di risposta. Il segnale risultante potrà essere osservato tramite una sonda ad alta impedenza (preferibilmente di tipo passivo), che introduca quindi un carico resistivo e capacitivo di valore minimo. La forma d'onda del segnale osservato è illustrata in fig. 6*b*. Uno schema equivalente per l'analisi del funzionamento è rappresentato in fig. 6*c*; in esso si suppone che C_j si mantenga costante per il campo delle tensioni interessate. Per quanto riguarda la funzione $i(v)$, essa è quella ricavata dalla caratteristica statica.

L'applicazione della legge di Ohm consente facilmente di scrivere le equazioni di funzionamento: $L_s\, di/dt) = R\,(i_o - i) - v - R_s i$, e $C_j\,(dv/dt) = i - i(v)$.

Non intendiamo naturalmente analizzare in questa sede questo sistema di equazioni differenziali, poiché il problema matematico che ne sorgerebbe è ovviamente assai arduo e complesso [2, 3]. È tuttavia possibile condurre un'analisi semplificata del problema trascurando i termini L_s ed R_s; l'equazione di funzionamento appare in tal caso semplificata e si ottiene:

$C_j\,(dv/dt) = i_o - [(V/R) + i(v)]$,

equazione differenziale a variabili separate che è possibile risolvere mediante una quadratura:

$$t = C_j \cdot \int_{V_P}^{V_F} [dv/i_o - (V/R) + i(v)]$$

Poiché la funzione $i(v)$ non possiede un'espressione matematica semplice, si effettuerà una integrazione numerica dando luogo alla caratteristica composta

$$i'(v) = V/R + i(v),$$

e l'espressione di $t(v)$ verrà ricavata da una tavola di valori numerici. La fig. 7 rappresenta l'andamento generale delle curve; si noti, in particolare, che il ritardo o disinnesco è tanto più grande quanto minore è il superamento di I_P rispetto a I_o. Al limite, per $I_o = I_P$ il ritardo diviene infinito, il che può ben comprendersi fisicamente, poiché in tal caso il diodo tende a restare in equilibrio sulla corrente di picco.

È altresì interessante fornire un'espressione matematica dei tempi di salita del diodo tunnel in assenza di carico; l'equazione di t si trasforma allora in:

$$t = C_j \cdot \int_{V_P}^{V_F} dv/[i_o - i(v)];$$

supponendo i_o poco differente da I_P, e $i(v)$ poco differente da $I(V)$ durante i percorsi V_P-V_V, il che conduce a rendere simile la caratteristica ad un rettangolo fra V_P e V_V, si trova: $t_R = C_j\,(V_F - V_P)/(I_P - I_V)$. Si ottiene in tal modo una relazione semplice, approssimativa, ma che permette di confrontare diodi tunnel costruiti con il medesimo materiale.

In conclusione, per ottenere dei tempi di commutazione quanto più rapidi e possibili si dovranno tener in evidenza i punti seguenti: la capacità di giunzione e le capacità parassite (C_j) dovranno essere ridotte al minimo, il rapporto fra la corrente di picco e la capacità di giunzione (I_P/C_j) dovrà essere scelto quanto maggiore possibile; altrettanto dovrà capitare per il rapporto fra la corrente di picco e la corrente di valle (I_P/I_V).

4. - BIBLIOGRAFIA

[1] *New phenomenon in narrow Ge p-n junction*, di LEOSAKI. Phisical Review, 1958.

[2] *Large-signal circuit theory for negative resistances diodes, in particular tunnel diodes*, di M. SCHULLER, W. GARTNER. - Proceedings of the IRE.

[4] *Singular perturbation analysis of the differential equations of a tunnel diodes circuits*, di W. L. MIRAHKER. - Quart. Appl. Math., ottobre 1962.

A.

Alberto Albertini

Studio per un amplificatore da 40 W

Fig. 1 - *a*) Percorso corrente, semiciclo positivo; *b*) percorso corrente, semiciclo negativo.

1. - CONSIDERAZIONI PRELIMINARI

1.1. - Classe B transistori in serie

In condizioni di riposo i transistori sono attraversati da una debole corrente continua, l'altoparlante è isolato dalla c.c. dal condensatore (fig. 1 *a-b*).

La tensione di batteria (+) è applicata al punto 2 e i transistori sono polarizzati in maniera che nel punto 1 la tensione di batteria sia la metà; il condensatore è caricato a quest'ultimo potenziale.

Alle basi di V_1 e V_2 vengono applicati due segnali in opposizione di fase tali che facciano condurre V_1 e interdicano V_2. Il punto 1 tende a raggiungere il potenziale del punto 2 e poichè V_2 viene interdetto la corrente che attraversa V_1 va a caricare il condensatore *C*. La corrente attraverso l'altoparlante sarà sfasata rispetto alla tensione se *C* è importante rispetto a R_c; nel semiciclo successivo conduce V_2 e viene interdetto V_1, perciò la corrente è fornita dal condensatore che si scarica e il punto 1 tende a raggiungere il potenziale *O*.

V_1 e V_2 visti come generatori si presentano in maniera diversa. Durante il semiciclo positivo la corrente è fornita da V_1 attraverso l'amplificazione di corrente di base ed è quindi un generatore a bassa impedenza. Durante il semiciclo negativo, V_1 è interdetto e V_2 diventa il conduttore dell'energia immagazzinata dal condensatore attraverso la resistenza del collettore che è superiore a quella della bobina mobile. Questo inconveniente è ovviato in parte dalla controreazione generalmente molto alta: 40 dB.

Il pilotaggio è generalmente ottenuto con transistori complementari; V_3 amplifica in corrente, V_4 in tensione (fig. 2). Durante il semiciclo positivo V_3 e V_1 in cascata presentano al generatore *E* un carico molto alto poichè il carico dell'altoparlante è moltiplicato per la amplificazione di corrente di V_3 e di V_1 e quindi anche la tensione fornita dal generatore *E* è ampia. Durante il semiciclo negativo V_4 amplifica in tensione e inverte la fase.

La tensione ai capi di R_4, per ottenere l'interdizione di V_2 è uguale e inversa a quella ai capi di R_3 e che determina il massimo assorbimento di V_1.

Se R_3 e R_4 sono uguali in esse devono scorrere correnti uguali e contrarie. Ciò è determinato dal fatto che il potenziale del punto 1 è mobile e in fase con la tensione di pilotaggio, infatti durante il semiciclo positivo la tensione del punto 1 è uguale a quella di pilotaggio meno le cadute VBE di V_3 e V_1. Durante il semiciclo negativo la tensione di pilotaggio è uguale e inversa al ciclo precedente ma poichè il potenziale del punto 1 tende a *O* la tensione effettivamente applicata a V_4 è data dalla differenza di tensione tra la tensione di pilotaggio e la tensione del punto 1. Se questa differenza di tensione fosse eccessiva si otterrebbe in R_4 una caduta di tensione maggiore che porterebbe ad un più forte assorbimento di V_2 con conseguente abbassamento della tensione in 1 che si oppone

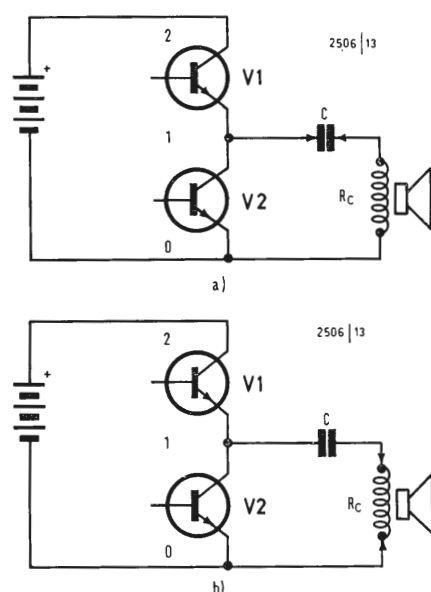
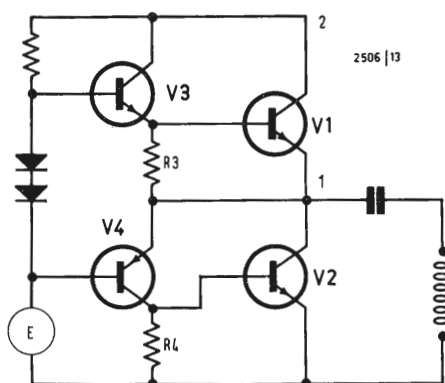



Fig. 2 - Schema base dell'inversione di fase a transistori complementari.

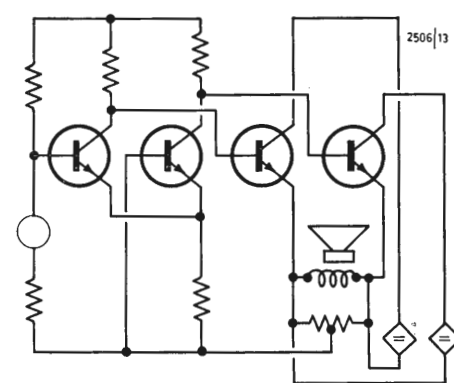



Fig. 3 - Schema base di stadio finale con alimentazione a ponte.

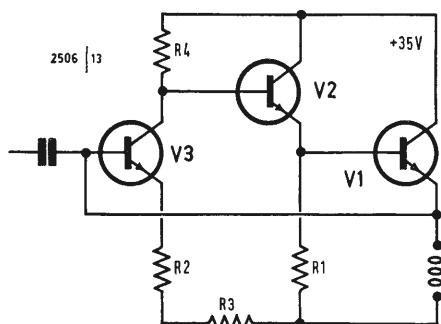



Fig. 4 - Schema di principio per uscita di emettitore.

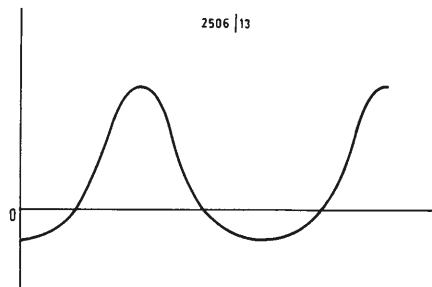



Fig. 5 - Amplificazione asimmetrica dello schema di fig. 4.

a sua volta all'eccesso di pilotaggio di V_4. Esiste quindi una reazione che obbliga la tensione del punto 1 a seguire la tensione di pilotaggio, anche nei semicicli negativi.
Ciò significa che tutta l'amplificazione di tensione deve essere ottenuta dagli stadi precedenti.
Dovendo realizzare un amplificatore di elevata potenza (40 W) le possibili soluzioni sono:
push pull con trasformatore d'uscita;
push pull senza trasformatore d'uscita e accoppiamento del carico con capacità;
push pull con alimentazione a ponte per eliminare la c.c. dal carico.
La soluzione con trasformatore d'uscita sarebbe preferibile per l'adattamento del carico con possibilità di prese per carichi diversi: isolamento, c.c., possibilità di inserire il carico sui collettori o sugli emettitori.
Purtroppo la mancanza di costruttori specializzati in materia, il costo e l'ingombro suggeriscono la ricerca di una soluzione senza trasformatore d'uscita, l'accoppiamento a condensatore introduce una reattanza alle basse frequenze, non trascurabile. Si ovvia all'inconveniente prelevando la controreazione dopo il condensatore, ma ciò equivale a diminuire la controreazione e ad aumentare l'impedenza d'uscita dell'amplificatore, in quel campo di frequenze.
La soluzione a ponte offre la soluzione ideale: mancanza di capacità di accoppiamento, inserzione del carico o sui collettori o sugli emettitori. Unico inconveniente, una soluzione complessa.
Tuttavia quando ci si prefigge di ottenere alta qualità la soluzione da adottare è quella che si presenta come la più corretta tecnicamente.
Considerando lo schema base (fig. 3) un carico di 8 Ω, 40 W di potenza d'uscita dei transistori finali NPN 3055 risulta: tensione ai capi del carico 50 V_{pp} corrente di picco 3, 15 A. Supposto inizialmente che ogni transistore abbia corrente di riposo 0, ogni transistore conduce per un semiperiodo ma attraverso il carico completo. Perciò la corrente di picco è:

$$\frac{1/2\ V_{pp}}{R_c} = 3{,}15\ \text{A}$$

Il guadagno in corrente dei 2N3055 varia da 50 a 100 per correnti da 3 a 1 A. Il guadagno considerato deve essere quello per la massima corrente $\beta = 50$, $I = 3$ A. In questo caso la resistenza d'ingresso è 400 Ω mentre per correnti più basse la resistenza d'ingresso può raddoppiare. Affinchè la tensione d'uscita non sia influenzata dalla variazione della resistenza d'ingresso, la resistenza del generatore deve essere molto più bassa di 400 Ω. Temporaneamente si può considerare l'amplificatore in due metà uguali.
Il pilotaggio ideale con bassa resistenza è sempre l'uscita di emettitore (fig. 4).

La corrente di base del finale varia da 0 a 3,15/50 = da 0 a 60 mA. Considerando di far circolare 1/10 della corrente di base di V_1 in R_1, $R_1 = 400$ Ω.
La tensione di un semiperiodo = 25 V/0,8 = 31 V. Corrente totale 66 mA tensione di collettore almeno 35 V.
L'impedenza d'ingresso di V_2 sarà circa 40 kΩ con $B = 100$. Prudenzialmente 20 kΩ. V_3 può ancor amplificare un semiperiodo purchè la sua azione si protragga nel semiperiodo opposto oltre il punto di incrocio dello stadio finale.
Per ottenere con più sicurezza ciò è opportuno prevedere una caduta lungo R_3 che rende più positivi i punti di lavoro di V_2 e V_3. La polarizzazione di V_3 può essere presa dall'emettitore di V_1 per migliorare la stabilità termica.
Si può prevedere che l'amplificazione risultante sia quella di fig. 5. V_3 è un transistore da 50 V che vede un carico di almeno 20 kΩ perciò deve erogare 30 V e 1,5 mA di picco. Il transistore deve avere un margine sopra questo valore e la sua corrente è opportuno vari da 0,5 a 2,5-3 mA. Quindi anche durante il massimo picco positivo V_3 assorbe 0,5 mA e in R_4 V_i è caduta.
Durante il massimo assorbimento di V_3 (3 mA) la caduta deve essere di 30 V perciò $R_4 = 10$ kΩ. Tale carico elevato consente di tenere resistenze di emettitore su V_3 dell'ordine di 500-1000 Ω non by passate.
L'inversione di fase può essere classica, unico problema l'accoppiamento del punto comune alle due alimentazioni.
Il punto in cui si inserisce l'invertitore di fase deve essere cercato artificialmente con una resistenza in parallelo al carico. Il punto medio della resistenza si comporta così: in riposo le correnti che attraversano il carico sono uguali e contrarie, non si ha caduta di tensione ai capi del carico, il punto medio della resistenza (e qualsiasi altro punto) è 0 V rispetto al positivo dell'uno e dell'altro alimentatore. Durante un picco di corrente conduce e appare una tensione con picco positivo verso V_1, il potenziale del punto medio della resistenza è uguale a metà potenziale del picco. Nel picco inverso successivo il punto medio della resistenza assume il valore di mezzo picco in senso inverso. Perciò questo punto varia di valore in regime dinamico.
Se il punto viene collegato a massa si possono fare i riferimenti degli altri punti del circuito. Ad esempio un segnale applicato tra massa ed il transistore d'ingresso riferito a massa, viene normalmente amplificato poichè la variazione di tensione in regime alternativo del punto a massa equivale ad una variazione della batteria, la quale non influenza il funzionamento del circuito, a patto che la tensione di batteria non sia inferiore al segnale amplificato più le altre cadute del circuito. Poichè si prevedono tensioni di picco di 25 V le batterie sono suscettibili di variare di

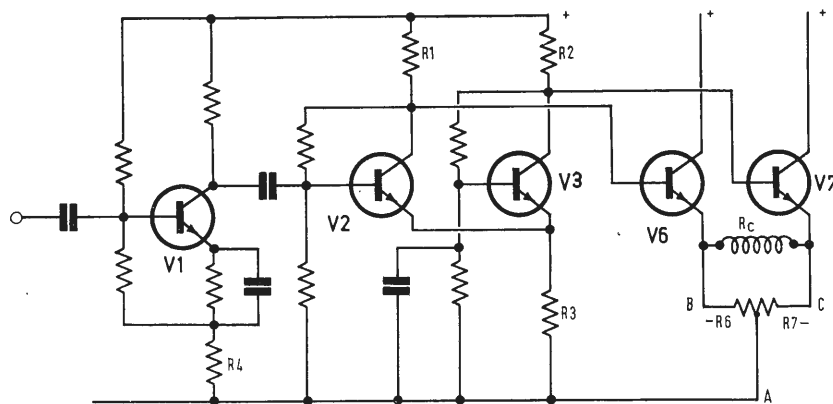



Fig. 6 - Primo schema d'insieme dell'amplificatore.

12,5 V rispetto alla massa. Ciò consiglia una terza alimentazione.

In questo caso specifico la variazione del punto massa introduce una reazione negativa sugli stadi che non sono riferiti a massa.

Ritornando sull'argomento amplificazione sappiamo che all'ingresso di V_2 (fig. 4) occorrono almeno 31 V di picco. L'amplificazione di V_3 è data dal rapporto R_3/R_2 perchè R_2 è abbastanza grande da 100 a 500 Ω, tale rapporto varia da 100 a 20 nel caso di amplificazione 20 occorre un segnale di 1,5 V picco all'ingresso di V_3. Se tale segnale si trova in opposizione di fase con la tensione del punto medio del partitore, esso deve essere aumentato del valore di questa tensione, nel caso di pilotaggio massimo 12,5 V_p. Poichè la sensibilità massima dell'amplificatore deve essere 0,1-0,2 V compresa una contrazione di 20-25 dB, il segnale d'ingresso deve essere aumentato ancora di 20 volte. Il primo stadio deve amplificare da 5 mV_{eff} a 13 V_p ovvero da 71 mV_p a 13 V_p = 1850.

Amplificazione assurda per uno stadio invertitore. Può convenire riprogettare l'amplificatore partendo dall'ingresso fino a trovare una soluzione più idonea man mano ci si avvicina agli stadi finali; oppure una soluzione, considerando l'insieme dell'amplificatore, quale appare con i dati finora ricavati.

Partendo dall'ingresso la soluzione potrebbe consistere in un circuito già sperimentato e capace di fornire 60-70 V_{pp} con pochi mV e compresa l'inversione di fase.

In fig. 6 il carico totale di V_2 V_3 sarà di 20000 Ω più la resistenza di collettore per ciascun transistore dando a R_1 R_2 un valore di 20 kΩ: il carico risultante è di 10 kΩ, corrente massima 60/10 kΩ 6 mA, per margine 8 mA, riposo 4 mA, caduta in R_1 R_2 40 V, tensione collettore in riposo 35 V, tensione di batteria su R_1 R_2 35 + 40 = 75 V, dissipazione V_2 V_3 35,4 = 140 mW (trascurando la caduta in R_3).

In V_2 bisognerebbe considerare l'emettitore a massa data la bassissima impedenza di V_3 collegato su di esso con base a massa.

Alla base di V_2 deve essere fornito un segnale maggiorato della V_{be} necessaria a pilotare V_3 attraverso l'amplificazione di corrente di V_2.

Per V_2 V_3 si sceglieranno transistore dalla V_c elevata (80 V) e β 100. La resistenza R_3 è sufficiente che causi una caduta di tensione superiore a 1/2 della tensione *pp* di ingresso sotto la corrente di riposo dei due transistori.

Perciò $I_c V_2 + I_c V_3 = 8$ mA con 500 Ω, la caduta è di 4 V, più che sufficiente data l'elevata amplificazione ottenibile. Considerata l'impedenza d'ingresso piuttosto bassa di V_2 e considerata la opportunità di un pilotaggio in tensione di V_2, V_1 deve essere un generatore a bassa impedenza. Poichè non si può rinunciare anche ad una parte di amplificazione in tensione da parte di V_1, conviene adottare uno stadio emettitore comune con resistenza di carico piuttosto bassa, per esempio 2 kΩ.

In queste condizioni V_1 deve anche presentare un'alta impedenza d'ingresso. Per ottenere un'amplificazione di 50, R_4 non deve superare i 22 Ω la tensione di collettore V_c = 4 V per eventuale accoppiamento diretto. Corrente di collettore da 2 a 5 mA cercare il miglior compromesso tra guadagno in corrente e rumore di fondo. Vedere caratteristiche del transistore più idoneo. In questo modo si possono pilotare direttamente i transistori prima dei finali. Le tensioni di collettori di V_2 V_3 potrebbero essere anche tanto più basse deformando la semionda che non interessa. Ciò però porta uno squilibrio anche sul transistore in fase di amplificazione attiva perchè non avendo una proporzionale caduta di tensione sull'emitter aumenterebbe l'amplificazione. Altrettanto si può dire dei transistori finali che durante il semiperiodo di interdizione non offrono carico allo stadio invertitore che lo pilota quindi

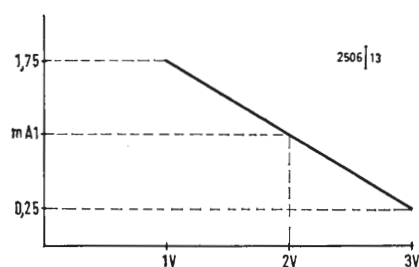



Fig. 7 - Caratteristica di lavoro del primo stadio.

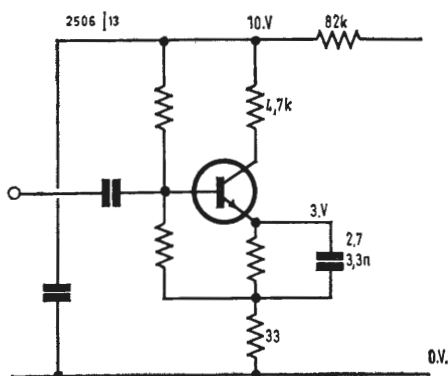



Fig. 8 - Schema del primo stadio.

ne alterano la corrente che a sua volta influenza il braccio in funzione.
Il segnale del secondo stadio dovrà essere di $50 : 30\ V_{pp} = 1{,}6\ V_{pp}$ e all'ingresso $0{,}6\ V_{pp}$. Ciò implica che il primo stadio sia in grado di fornire almeno $2\ V_{pp}$ indistorti su un carico di 1,5 kΩ. Corrente massima 1,3 mA riposo 0,75 per evitare il ginocchio della caratteristica $I_c\ V_{cc}$ bisogna lasciare almeno 1 V (in mancanza di curve dettagliate in questa zona) la caratteristica di lavoro diventa quella di fig. 7 e lo schema inerente il primo stadio quello di fig. 8. Questo sistema di amplificazione prevede tre possibilità di collegamento a massa (fig. 6), nei punti *A* o *B* o *C*. Ma non è possibile realizzare il collegamento a massa dell'ingresso e dell'uscita nello stesso punto, poichè un corto tra *AB* o *AC* rende asimmetrico il segnale applicato ai due transistori finali. Il segnale è applicato a V_6 attraverso R_6 e a V_7 attraverso R_7. Il segnale riceve un'attenuazione in rapporto alla resistenza d'ingresso dello stadio finale; poichè questa resistenza è stata calcolata nell'ordine di 20 kΩ e R_6 e R_7 sono 470 Ω tale attenuazione sarebbe trascurabile senonchè quando V_3 pilota V_7 con un semiperiodo positivo ai capi di R_6 appare 1/2 semiperiodo positivo.
Affinchè ai capi di RC e quindi tra la base di V_7 e il punto *B* appaia l'intero semiperiodo occorre applicare tra *B* e la base di V_7 l'intero semiperiodo cioè 1/2 semiperiodo tra *A* e la base.
Le misure confermano che effettivamente ciò avviene. I primi risultati sono: massima potenza uscita su 10 Ω, 22,5 W, 15 V_{eff}, 40 V_{pp}.
Con una notevole controreazione la distorsione è dello 0,4% nonostante la mancanza di messa a punto dello stadio finale.
Il pilotaggio finale di 40 V_{pp} si ottiene con 30 V_{pp} sui collettori di V_3 e V_4. Ciò perchè la forte distorsione dello stadio finale elimina la proporzionalità tra ingresso e uscita. Per segnali inferiori la tensione pilota è esattamente la metà della tensione d'uscita.

Si può concludere che il pilotaggio è risolto, salvo una messa a punto finale e che il limite di potenza è attualmente dovuto al solo stadio finale.

Per quanto riguarda il punto a massa si ha la convenienza ad usare il punto *A* negativo della preamplificazione in quanto non c'è nessuna difficoltà a tenere separata dalla massa,l'utilizzazione di energia (altoparlante), unica precauzione separare le masse tra generatore e utilizzatore durante le misure.

Su $V_2\ V_3$ la resistenza R_3 è di 550 ÷ 560 Ω, la caduta di 40 V sui collettori è ottenuta con 10 kΩ, per elevare il carico si passa a 12 kΩ e una caduta di 48 V cioè significa elevare la batteria a 88 V.

La condizione di lavoro migliora portando le resistenze di carico a 22 kΩ e la tensione di batteria a 120 V.

In un circuito amplificatore così concepito la stabilizzazione delle tensioni di alimentazione avrebbe importanza solo nel circuito pilota onde garantire la tensione minima per pilotare la massima potenza cosa che non presenta difficoltà con gli attuali diodi zener ad alta tensione, purtroppo il problema tensioni di alimentazione diventa importante dove è più complicato risolverlo: nello stadio di potenza.

Lo stadio di potenza richiede due alimentazioni e in questo risiede la prima complicazione, in secondo luogo, essendo classe B, la corrente varia con l'intensità di modulazione. La soluzione ideale sarebbe quella di due alimentatori separati stabilizzati in tensione prendendo come tensione stabilizzata la minima necessaria e per la massima potenza d'uscita cioè 50 V_{pp} = 25 V_{cc} per ogni alimentatore più una tensione di margine V_{ce} al massimo assorbimento per non saturare i transistori.

Altra soluzione più semplice è quella di ottenere la tensione minima sotto massimo assorbimento e lasciare variare in più la tensione sotto gli assorbimenti minori. Non si può partire dall'idea di un alimentatore non stabilizzato senza cadute sotto assorbimento anche perchè è necessario inserire nel circuito resistenze a protezione dei diodi. Il problema filtraggio è semplificato dal fatto che i due alimentatori si trovano in controfase rispetto all'utilizzatore.Tuttavia il residuo alternata deve essere inferiore alla V_{ce} sotto massimo assorbimento. È opportuno considerare la dissipazione di ogni transistore finale prima in condizione di alimentazione stabilizzata poi di alimentazione variabile.

La dissipazione istantanea sotto modulazione per il transistore finale è 15 W, per il massimo assorbimento minima tensione 15 W per il minimo assorbimento massima tensione, supposta un corrente di riposo di 0,15 A. Al 50% di modulazione avremo: 20 V · 1,55 A = = 31 W.

Attualmente gli amplificatori con uscita senza trasformatore sono caratterizzati da una impedenza ottima alla quale si ottiene la massima potenza, generalmente, 8 Ω. A 16 Ω la massima potenza utilizzabile è molto più bassa di quella nominale. Questo problema può essere risolto anzichè con un cambio di impedenza con un cambio di tensioni. Lo stadio preamplificatore pilota è sempre in grado di fornire la tensione pilota massima 70 V_{pp} ed è stabilizzato con un diodo zener da 120 V.

Variando le spire del primario del trasformatore d'alimentazione si può alzare la tensione sugli stadi finali. Unico problema l'aumento di dissipazione dovuto anche all'aumento di corrente poichè il partitore di tensione aumenta la polarizzazione di riposo. La soluzione più semplice è quella di ponticellare parte della resistenza di polarizzazione

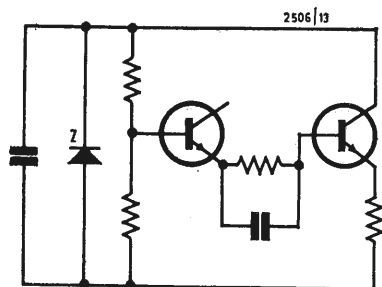



Fig. 9 - Polarizzazione a tensione costante.

Fig. 10 - Polarizzazione a corrente costante.

quando si lavora con la tensione più bassa.

Bisogna prevedere di limitare la tensione di pilotaggio al fine di non superare i limiti di tensione o corrente dei transistori finali.

2N3055	I_C 15 A	I_B 7 A	V_{CE} 60 V
2N1711			50 V
2N3405	500 mA		50 V

Per limitare la corrente di collettore del 3055 a 15 A occorrono su 30 V 2 Ω sotto assorbimento massimo 3,15 A cadono 6,3 V che devono essere previsti in più sull'alimentatore. La corrente di base (7 A) è già limitata dal 1711 (500 mA) che a sua volta deve essere protetto. 500 mA su 30 V 60 Ω che sotto corrente massima 60 mA = 3,6 V. Non si conosce il limite della corrente di base per il 1711 si può solo stabilire che a 0,5 A di I_C sarà inferiore 0,005 A. Bisogna ancora osservare che gli eccellenti tempi di risposta ottenuti potrebbero ancora migliorare. Infatti lo stadio finale viene interdetto durante i picchi negativi con valori di tensione uguali a quelli positivi. Il tempo che un transistore impiega a riprendere la conduzione è direttamente proporzionale all'entità del segnale che l'ha interdetto. Occorre verificare se la risposta all'onda quadra varia con l'ampiezza del segnale. Si può pensare di fare uso di diodi per bloccare i picchi negativi ma ciò introduce una nuova giunzione con distorsione di incrocio.

Un'altra soluzione è quella di amplificare solo i picchi positivi nello stadio pilota. Questo modo di lavorare altererebbe l'invertitore di fase in quanto i transistori verrebbero alternativamente saturati compromettendo il segnale tra base ed emitter utile per il transistore in opposizione di fase.

La resistenza di protezione dei 3055 può essere già la resistenza di stabilizzazione purchè non sia by passata.

Altro problema è quello della taratura delle correnti dei finali poichè uno sbilanciamento determina una caduta di tensione che varia la polarizzazione dell'altro.

Sopraelevazione termica: 1,5·11=16,50
Corrente di riposo: 3405 2,5 mA.

In riposo i 3055 dissipano 11 W e sotto modulazione possono raggiungere 40 W le sopraelevazioni di temperatura sono rispettivamente di 16,50 °C e di 60 °C. Ammessa una temperatura ambiente di 40 °C la giunzione giunge a 100 °C. La resistenza termica di un radiatore Philips 50D 58 × 163 × 150 è di 0,85 °C/W con 40 W = 35 °C.

La situazione termica tra aria radiatore e giunzione è la seguente 40° → 75° → 135 °C.

La giunzione anche se non arriva alla temperatura massima è ad una temperatura che pone seri problemi di stabilizzazione.

Una prima evidente soluzione consiste nell'introdurre una resistenza in serie alla base di 3055. Perchè possa essere efficace il suo valore, per una corrente di base di riposo di 300/50 mA = 6 mA occorre che 6 mA più l'incremento di I_{CBO} diano una variazione tale da variare V_{BE}. In base ai grafici perchè la I_C rimanga 1 A da —55 °C a +200 °C V_{BE} varia da 0,5 a 0,9 V. Il grafico permette solo di valutare che per valori di I_C più bassi tale differenza aumenta da —55 °C a +200 °C. ΔV_{BE} = 0,4 per V_{CB} 60 V I_{CBO} da —50 °C a +150 °C varia da 2,5 μA a 60 μA.

Poichè interessa l'incremento di I_B occorre dedurlo da I_C/β e trascurare l'andamento di β verso la temperatura perchè variabile secondo i valori di I_C.

Però l'incremento di I_c non è dato da I_b bensì dalla temperatura. L'unico elemento sensibile a I_c è R_3 e quindi la resistenza in serie si dimostra utile se 3405 subisce vicende termiche analoghe a 3055.

Per stabilizzare la polarizzazione variando la batteria la via più semplice è la fig. 9 oppure usare un sistema che intenda mantenere costante la corrente di base, qualunque sia la causa di variazione (fig.10).

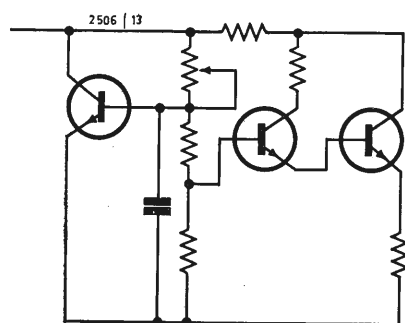
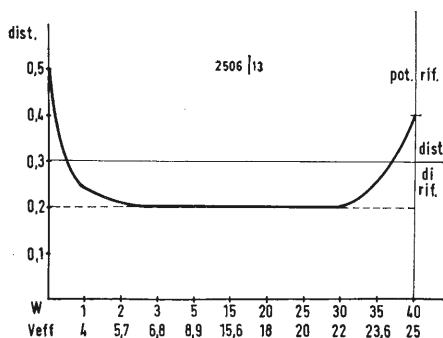



Fig. 11 - Curva distorsione-potenza riferite allo 0,3% e 40 W (16 Ω).

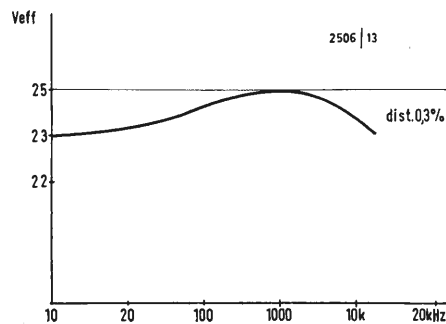



Fig. 12 - Potenza massima ottenibile sulla banda 10 c/s 10 Kc/s per dist. 0,3%.

2. - OSSERVAZIONI

Come risulta dai grafici le prestazioni sono eccellenti: il rumore di fondo è di 78 dB sotto i 40 W, la risposta in frequenza è perfetta da 10 c/s a 100 Kc/s per 2 Veff d'uscita, l'onda quadra è ottima da 10 c/s a 10 Kc/s, l'impedenza d'uscita è bassissima, calcolata come caduta di tensione tra carico ∞ e carico 8 Ω risulta di 0,6 Ω, la metà di quanto si può misurare con equale procedimento su di uno dei migliori amplificatori a valvole.

Questo tipo di amplificatore è risultato anche critico al tipo di collegamento di massa, in quanto può dar luogo a ronzii causati da alta frequenza modulata a 50 c/s quando è unito ad altre apparecchiature.

Questo inconveniente, nei casi dove si accentua di più, può dar luogo alla rottura di uno o più transistori finali. Anche la stabilizzazione termica può essere riveduta, dato che in pratica i transistori non raggiungono mai temperature elevate (superiori ai 60-70 °C) e l'energia persa nelle resistenze di emettitore può essere utilizzata in potenza nell'altoparlante.

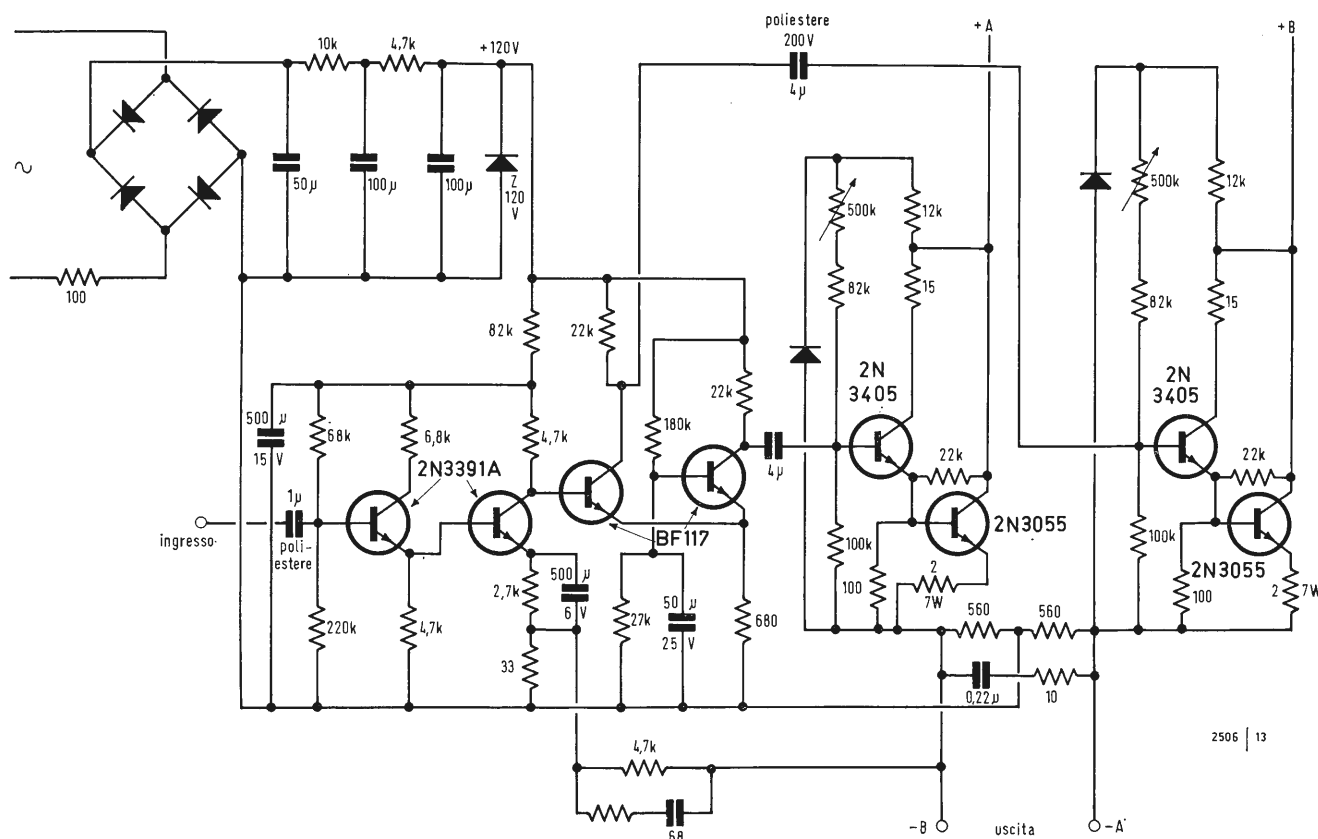



Fig. 13 - Schema definitivo.

Tuttavia occorre rilevare che l'amplificatore è suscettibile ancora di alcuni perfezionamenti. Infatti le misure sono disturbate dalla presenza di oscillazioni di piccolissima entità e risulta quindi un aumento di distorsione ai bassi livelli (fig. 11) che non è dovuta a distorsione di cross-over. Così anche la misura di rumore di fondo e di distorsione sulle alte frequenze è imprecisa.

Nonostante queste considerazioni pessimistiche, alcuni esemplari costruiti, correttamente installati, funzionano ininterrottamente da due anni, alcuni per 8-10 e 14 ore al giorno senza avere mai dato noie. La qualità del suono è eccellente, nitida alle alte frequenze e sorprendentemente pulita sulle bassissime frequenze, in quanto la bassa impedenza d'uscita costringe l'altoparlante a seguire scrupolosamente il segnale. *A.*

Luigi Cesone

Generatore di impulsi con tempi di salita di un nanosecondo*

1. - INTRODUZIONE

Quando sia necessario valutare i tempi di commutazione di circuiti a transistor o, più generalmente, verificare il comportamento di un qualsiasi circuito sottoposto ad un regime transitorio, è sovente indispensabile ricorrere all'impiego di un generatore di impulsi con fronte di salita inferiore ai 10 ns.

Sebbene generatori di tale tipo, vale a dire in grado di produrre impulsi con tempi di salita di 1 ns, con ampiezza di 10 o 20 V alla frequenza di qualche megahertz, quantunque piuttosto rari, siano tuttavia disponibili sul mercato, il loro impiego non sempre si giustifica quando si debbono impiegare in postazione fissa per effettuare delle misurazioni, per esempio, in unione ad un complesso di rivelazione automatica.

Le suesposte considerazioni, unitamente ad altre esigenze di carattere contingente, hanno indotto i tecnici della *Texas Instruments France* a progettare un circuito che, oltre a costruire un dispositivo di semplice realizzazione alquanto economico e di minimo ingombro, realizza e dimostra in modo veramente lampante le possibilità del nuovo transistor planare epitassiale 2N3011, recentemente prodotto dalla *Texas Instruments France.*

2. - SCHEMA ELETTRICO DI PRINCIPIO

Lo schema di principio del circuito in oggetto è illustrato in fig. 1. Passando ad analizzarlo, notiamo che il multivibratore, costituito dai transistori Q_1 e Q_2, fornisce un treno di impulsi rettangolari alla frequenza di 75 kHz; questo tipo di multivibratore è caratterizzato da un'eccellente stabilità in frequenza e da tempi di commutazione assai brevi. Il suo funzionamento è, per sommi capi, il seguente: l'impulso positivo generato dal transistore Q_2 sblocca, tramite il condensatore C_3, il monostabile composto dai transistori Q_3 e Q_4. Tale stadio fornisce impulsi della durata approssimativa di 100 ns.

Successivamente, il transistore Q_5 genera, tramite C_7, un impulso negativo della durata di 100 ns; il medesimo comportamento si manifesta per Q_6, il quale, tramite C_8, produce un impulso positivo. Come è possibile constatare dall'esame degli oscillogrammi riprodotti alle fig. 2*a* e *b*, il tempo di salita (dal 10 al 90%) per l'impulso negativo è pari a 3 ns in corrispondenza di un'ampiezza di 15 V; il tempo di salita è invece di 2,8 ns, sotto le stesse condizioni, per l'impulso positivo.

Si noti che, nell'impossibilità di ottenere un adattamento corretto di impedenza fra il generatore ed il carico, quest'ultimo dovrà essere collegato in prossimità dei condensatori C_7 o C_8. Sotto queste condizioni, i migliori risultati sono stati ottenuti con un carico di 200 Ω.

(*) *Electronique Industrielle*, marzo 1968, pag. 141.

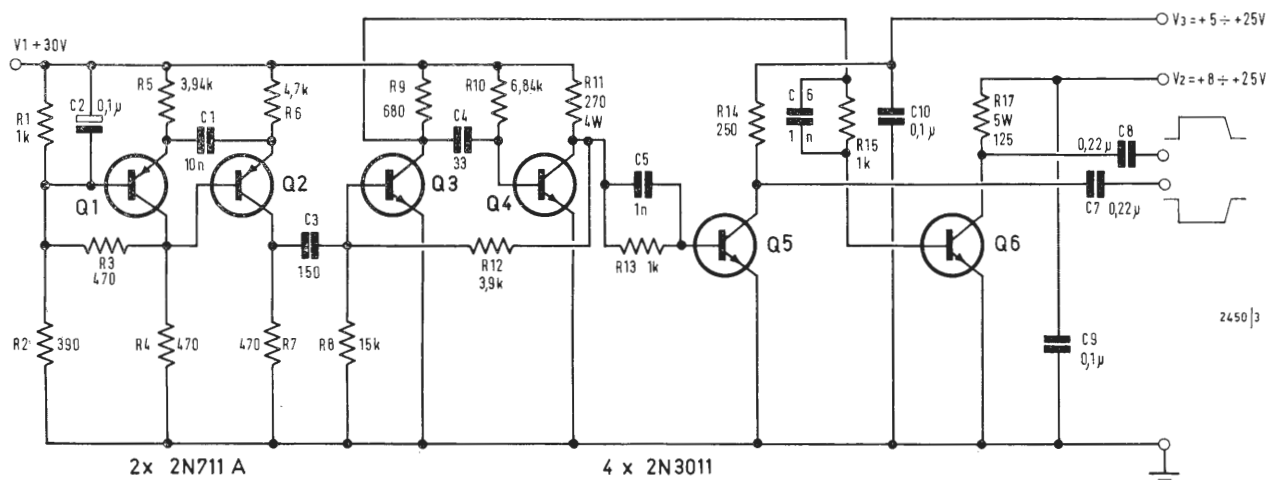



Fig. 1 - Schema elettrico completo del generatore di impulsi con tempi di salita rapidi.

Fig. 2 - Gli oscillogrammi illustrano i tempi di salita dell'impulso negativo (*a*) e positivo (*b*). In ordinate, la scala è di 2,5 V/graduazione; in ascisse, di 2 ns/graduazione; gli oscillogrammi sono stati rilevati con un carico di 200 Ω in uscita.

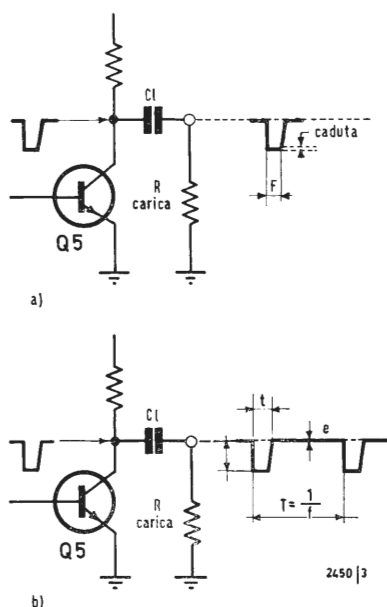
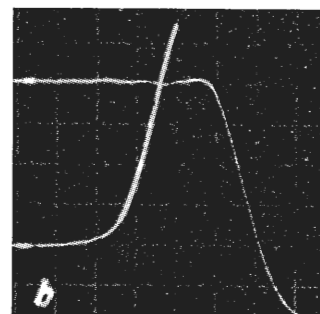
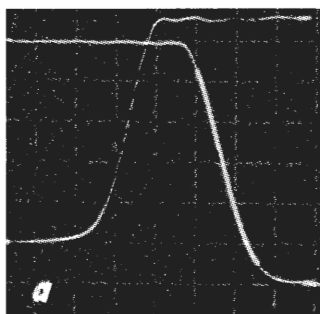



Fig. 3 - I condensatori di uscita costituiscono, con il carico, un circuito differenziatore (*a*). Deriva continua dovuta al valore medio della carica di tali condensatori (*b*).

L'ampiezza degli impulsi può essere regolata mediante gli alimentatori variabili V_2 e V_3. Supposto un carico di 200 Ω, l'ampiezza massima dell'impulso negativo sarà di 24 V, mentre quella dell'impulso positivo sarà di 15 V, poiché, in questo caso, la resistenza R_{17} costituisce con il carico, un divisore di tensione.

3. - CONSIDERAZIONI DI MONTAGGIO

Il complesso del generatore, esclusi gli alimentatori, è stato cablato su un circuito stampato di 100 × 100 mm, la qualcosa ne consente il montaggio nelle immediate prossimità del circuito in esame. Per quanto riguarda la qualità dei componenti passivi da adottare per la costruzione, soltanto i condensatori C_7 e C_8 e le resistenze R_{13}, R_{14}, R_{15} ed R_{17} devono possedere eccellenti caratteristiche ed un ottimo comportamento in alta frequenza.
Gli alimentatori per il generatore devono possedere le seguenti caratteristiche di erogazione: $V_1 \simeq 150$ mA; $V_2 \simeq 100$ mA a 25 V ed infine $V_3 \simeq 200$ mA a 25 V.
Il circuito manifesta ancora un ottimo comportamento alla frequenza di 1 MHz e con impulsi di maggior ampiezza, quantunque la presenza di una uscita ad accoppiamento capacitivo obblighi a tener conto delle seguenti considerazioni.

3.1. - Deformazione del fronte di salita

Il condensatore C_1 (fig. 3*a*) costituisce, insieme con il carico, un circuito differenziatore che tende a produrre una deformazione sull'impulso di uscita. Per eliminare in pratica questo inconveniente, basterà scegliere C_1 di valore sufficientemente elevato e ciò si può fare applicando la formula seguente:

$$\%D = 100\ [1 - \exp(-t/RC)]$$

in cui C = capacità di collegamento; R = carico equivalente totale; t = larghezza dell'impulso e $\%D$ = caduta espressa in percentuale all'estremità dell'impulso.
Si noti che, se $t \leq RC/20$, il primo termine dello sviluppo in serie di Mac-Laurin consente di semplificare l'espressione che si trasforma conseguentemente in $\%D \simeq 100\ t/(RC)$, conseguentemente con una caduta dell'1% occorre che $C \geq 100\ t/(RC)$.

3.2. - Deriva continua

Se una opportuna capacità di accoppiamento è sufficiente per rendere trascurabile l'effetto della caduta, resta tuttavia da considerare la deriva continua dovuta alla carica media di suddetta capacità (fig. 3*b*) anche se sussiste la condizione $RC \gg T$; la deriva continua è pari al valore dell'ampiezza dell'impulso di uscita moltiplicato per il tasso di carica della capacità t/T e vale $e = V_s \cdot t/T$.
Dobbiamo a questo punto osservare che sarà particolarmente difficile impiegare un tasso di ricarica elevato; in pratica, esso è di circa il 3% nella maggioranza delle applicazioni. Il tempo di salita reale (t_r) del sistema da analizzare può essere calcolato quando sia noto quello relativo al generatore:

$$t_r \text{ reale} = \sqrt{(t_r \text{ misurato})^2 - (t_r \text{ generatore})^2}$$

4. - CONCLUSIONE

Sebbene modeste, le caratteristiche di questo generatore consentono l'osservazione oscilloscopica di fenomeni transitori della durata di 6 ns, con un errore relativo inferiore a + 5,5% dovuto al proprio tempo di salita caratteristico (2 ns a 10 V). *A.*

Nuova fabbrica in Svezia di apparecchiature per telecomunicazioni

Alla presenza del re Gustavo Adolfo di Svezia e dei membri del Consiglio di Amministrazione della Philips, il Ministro della Difesa, Sven Anderson, ha ufficialmente inaugurato la nuova fabbrica della « Philips Teleindustri AB » che produrrà apparecchiature destinate agli impianti difensivi e ai sistemi di telecomunicazione. La fabbrica è stata costruita a Jakobsberg, nei pressi di Stoccolma, nel quadro dell'espansione dell'attività della Philips svedese in questo particolare settore. (*n. ph.*)

dott. ing. A. Calegari

Una nuova variante per l'identificazione PAL*

La variante circuitale qui descritta per l'identificazione PAL fa risparmiare, rispetto allo schema convenzionale, l'oscillatore a 7,8 kHz e quindi la sua messa a punto in fabbrica. La modifica si dimostra in pratica a prova d'interferenza ed insensibile agli errori del segnale ricevuto. Ciò vale anche per il segnale di eccitazione da essa derivato per il soppressore di colore secondo la fase del burst attuale.

1. - VECCHIO E NUOVO

È noto che nella maggior parte dei ricevitori di TV a colori la componente a 7,8 kHz viene derivata dal discriminatore di fase, che serve per la sincronizzazione dell'oscillatore della portante di riferimento, per sincronizzare un oscillatore a frequenza metà di quella di riga. Questo oscillatore a sua volta pilota un multivibratore bistabile (flip-flop) commutato da impulsi di ritorno orizzontali, il quale inverte la portante di riferimento (*R—Y*) nel commutatore PAL. La fig. 1 mostra lo schema a blocchi di questa identificazione PAL convenzionale con il soppressore di colore.

Nel seguito, si descrive uno schema, che funziona senza l'oscillatore a 7,8 kHz e presenta anche alcuni vantaggi per il soppressore del colore.

La fase del burst commutata di ± 45° di riga in riga viene fornita dal trasmettitore e contiene il segnale univoco per l'identificazione PAL. La fase della portante di riferimento (*R—Y*) (o 180° rispetto alla direzione positiva dell'asse della *R—Y*) dipende dallo stato di commutazione del flip-flop.

2. - DETERMINAZIONE DELLA CORRETTA FASE

In un discriminatore di fase, il burst viene confrontato con la portante di riferimento (*R—Y*) commutata nel commutatore PAL. La tensione di uscita V_u di questo discriminatore di fase, tensione che dipende dall'ampiezza e dalla fase delle tensioni da confrontare, eccita uno stadio di blocco flip-flop ed il soppressore di colore (fig. 2*a* e 2*b*). Se il flip-flop funziona con la giusta

(*) *Radio Mentor*, ottobre 1968, pag. 698.

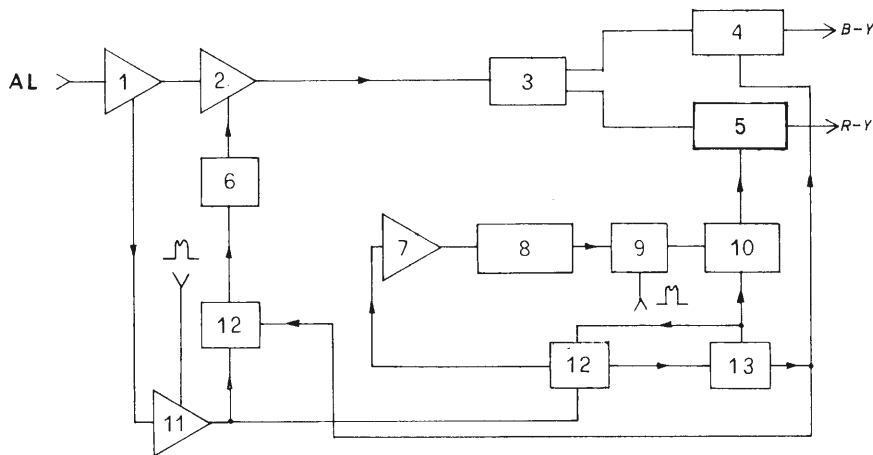



Fig. 1 - Schema a blocchi della identificazione PAL convenzionale con il soppressore del colore. AL = Dall'amplificatore di luminanza; 1. Amplificatore del segnale di crominanza; 2. Amplificatore di entrata PAL; 3. Demodulatore di ritardo PAL; 4. Demodulatore (*B–Y*); 5. Demodulatore (*R–Y*); 6. Soppressore del colore (color killer); 7. Amplificatore dell'impulso di sincronismo PAL; 8. Oscillatore a 7,8 kHz; 9. Flip-flop; 10. Commutatore PAL; 11. Amplificatore manipolato del burst; 12. Discriminatore di fase; 13. Generatore della portante di riferimento.

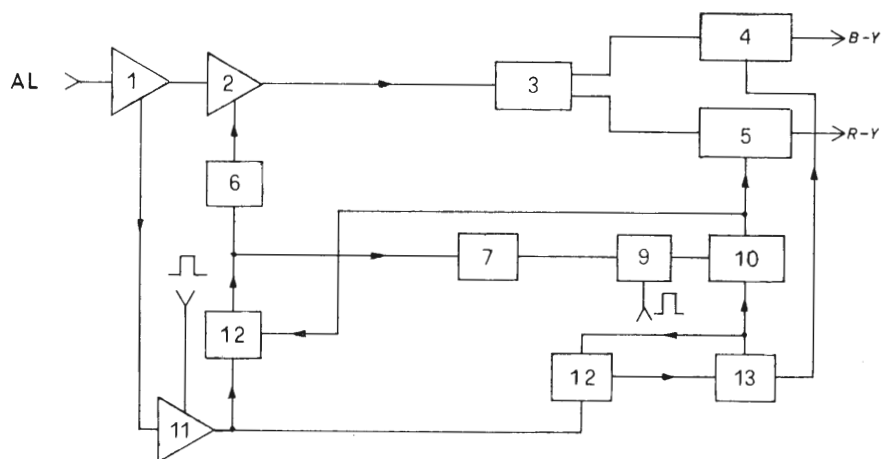



Fig. 2*a* - Schema a blocchi della nuova identificazione PAL con soppressore del colore. Diciture 1, 2, 3, 4, 5, 6, 9, 10, 11, 12 e 13 come in fig. 1; inoltre 7 = Stadio di bloccaggio flip-flop.

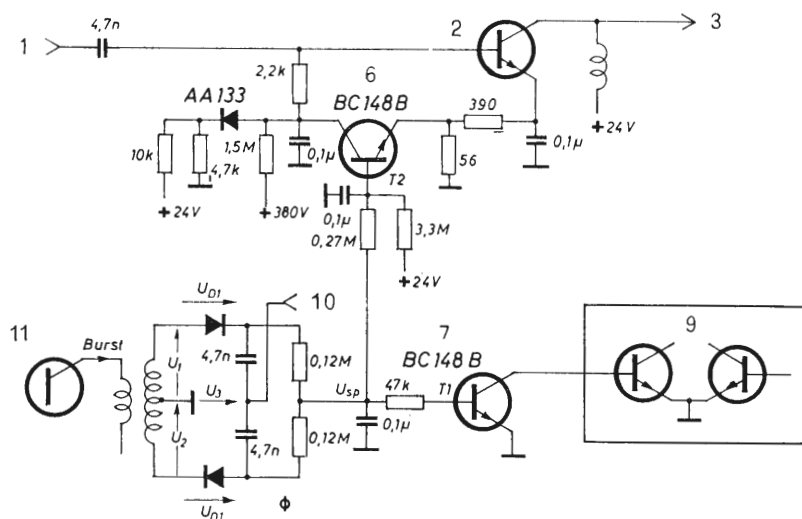



Fig. 2*b* - Schema elettrico corrispondente alla fig. 2*a* per lo stadio di bloccaggio flip-flop e per il soppressore di disturbi. La numerazione dei componenti corrisponde a quella di fig. 2*a*.

sequenza di commutazione, il commutatore PAL è pure in accordo con la commutazione PAL effettuata in trasmissione, e, poiché è sempre $|U_{D2}| > |U_{D1}|$, all'uscita del discriminatore di fase deve sempre sorgere una tensione negativa (fig. 3*a*). Questa tensione negativa blocca il transistore T_1 dello stadio inibitore flip-flop, il flip-flop non viene interdetto nel suo decorso di commutazione.
Se invece la fase dell'onda rettangolare per la commutazione della portante di riferimento ($R—Y$) è errata, il discriminatore di fase fornisce una tensione positiva ($|U_{D1}| > |U_{D2}|$, fig. 3*b*), che riporta in conduzione il transistore T_1. Al collettore di questo transistore è allora presente una tensione di circa 0,2 V. Con ciò, lo spazio base-emettitore del successivo transistore del flip-flop viene bloccato; il flip-flop rimane in una posizione di commutazione fissa e la portante di riferimento $R—Y$ non viene più invertita. Il discriminatore di fase fornisce allora alternativamente una tensione positiva nella riga n e una tensione negativa nella riga $n + 1$ (fig. 3*c*); queste tensioni, integrate mediante il condensatore di 0,1 μF, forniscono il valore zero e bloccano il transistore.
Il processo di commutazione comincia

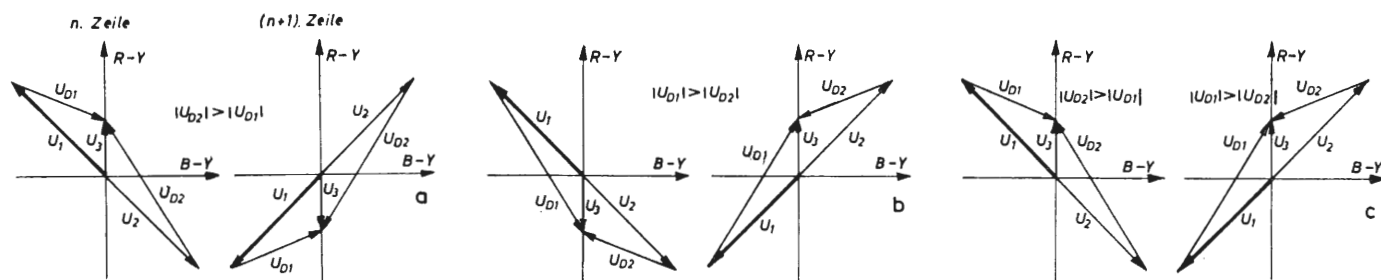



Fig. 3 - Diagrammi vettoriali delle tensioni nel discriminatore di fase in fig. 2*b*. *a*) U_{sD} = negativa; *b*) U_{sD} = positiva; *c*) U_{sD} = 0; *n* Zeile = Riga *n*; (*n* + 1) Zeile = Riga (*n* + 1).

di nuovo. Se il segnale rettangolare (tensione a meandro) ha la giusta fase, il flip-flop funziona indefinitamente non essendo impedito. Se la fase è errata, viene iniziato un ripetuto lavoro di assestamento. La sequenza nel tempo delle ricerche di ristabilizzazione dipende dalla costante di tempo, che è formata dalla resistenza interna del discriminatore di fase e dal condensatore di 0,1 μF. Il corretto stato di commutazione deve essere ottenuto, con un opportuno dimensionamento dei componenti, entro alcuni periodi di riga.

3. - TENSIONE DI ECCITAZIONE PER IL SOPPRESSORE DEL COLORE

La tensione negativa, che nella condizione di sincronizzazione esatta viene fornita dal discriminatore di fase, pilota anche il soppressore del colore. Se essa va al disotto di un determinato valore, il soppressore del colore blocca il canale di crominanza. In generale, questo caso si presenta con segnali di antenna molto deboli, con un burst piccolissimo o in sua mancanza e con una condizione di commutatore PAL non sincronizzato.

Nel dimensionamento del circuito, bisogna fare attenzione che il soppressore del colore come prima cosa interrompa il canale di crominanza quando la tensione del discriminatore di fase garantisce sicuramente l'identificazione PAL. Ciò avviene a partire da circa 0,7 V (questa tensione è necessaria per poter sbloccare il transistore T_1).

4. - COMPORTAMENTO PRATICO

Prove condotte a fondo con questa identificazione PAL qui descritta hanno fornito, rispetto alle altre varianti circuitali e con i disturbi che si presentano nella pratica, una migliore immunità alle interferenze della sincronizzazione. Uno sfasamento di ± 20° della fase della portante di riferimento rispetto alla fase nominale non ha provocato inconvenienti alla sincronizzazione del commutatore PAL e del soppressore di colori.

Circa il soppressore del colore si ottengono, come già ricordato, mediante il confronto della portante di riferimento (R—Y) locale con il burst relativamente alla tensione, che si forma all'uscita dello stadio inseritore del burst nella ricezione in bianco-nero, anche alcuni vantaggi discussi qui appresso.

Con trasmissioni in bianco-nero è possibile che venga irradiata una tensione disturbante a 4,43 MHz (portante residua di colore). Questa può sincronizzare il generatore della portante di riferimento, poiché nel canale di crominanza si verifica, attraverso il controllo automatico del colore (C.A.C.), la massima amplificazione.

Un effetto analogo è possibile nella ricezione di una stazione di TV bianconero non corrispondente esattamente allo standard, con una frequenza di riga di circa 15612 Hz.

La 284ª armonica della frequenza di riga (fronte posteriore dell'impulso sincro-riga) viene esaltata nell'amplificatore del burst e può sincronizzare il generatore della portante di riferimento, quando la frequenza dell'armonica si trova nel suo campo di agganciamento.

In entrambi i casi, all'uscita del discriminatore di soppressione del colore (fig. 1) convenzionale, si forma, con la portante di riferimento non commutata e usata per il confronto, una tensione, che dipende, fra l'altro, dalla sensibilità del controllo automatico di crominanza e dalla modalità di applicazione del burst, e che può portare al bloccaggio del canale di colore. Ciò è escluso con l'uso della portante di riferimento comandata (R—Y), poichè la tensione di uscita di riga in riga ha esattamente lo stesso valore, ma di polarità opposta e, mediante integrazione nel condensatore di filtro, assume il valore zero. *A.*

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Turrini

Moduli a transistori per complessi di grande potenza*

Malgrado gli indiscutibili progressi tecnici effettuati in questi ultimi anni in fatto di semiconduttori, è assai curioso notare con quale prudenza i costruttori di amplificatori a transistori si siano avventurati nel campo delle grandi potenze.
Ben pochi fra essi, infatti, hanno osato raggiungere il vertice dei 50 W e, a maggior ragione, quello dei 100 W. Tuttavia, come vedremo, la cosa è perfettamente possibile e non solamente allo stadio di laboratorio, ma anche a quello della produzione in serie.
Presentiamo, a riprova di questa affermazione, i moduli costruiti dalla società Scientelec, comprendenti un amplificatore capace di fornire una potenza modulata massima di 120 W ed un alimentatore regolato protetto, che fornisce 5 A sotto 80 V e quindi adatto alla realizzazione di un complesso stereofonico.

(*) *Toute l'Electronique*, novembre 1968, pag. 461.

1. - MODULO ALIMENTATORE

Per ottenere una potenza modulata efficace di oltre 100 W bisogna, ben inteso, disporre di un amplificatore particolarmente elaborato, ma anche e soprattutto di un alimentatore largamente dimensionato e provvisto, per evidenti motivi di sicurezza, di circuiti di protezione, che intervengano automaticamente in caso di sovraccarico dell'amplificatore di potenza; ciò dicendo, si allude specialmente ai cortocircuiti accidentali (purtroppo assai frequenti) dei fili di collegamento agli altoparlanti, cortocircuiti che, senza questa precauzione e date le tensioni e le correnti in gioco, si tradurrebbero in un fuoco di artificio non troppo desiderabile!

S'impone dunque un alimentatore protetto, che deve essere regolato allo scopo di tener conto del forte debito di corrente, che caratterizza gli amplificatori che lavorano in classe B.

Il quaderno dei carichi di un simile alimentatore è indubbiamente dei più severi, poichè deve essere ad un tempo caratterizzato dall'insensibilità ai sovraccarichi di qualsiasi natura (ivi compreso il cortocircuito secco dei morsetti di uscita) e da una bassissima resistenza interna, nel limite della corrente massima per la quale è calcolato.

Vari circuiti più o meno complessi consentono di conciliare questi diversi requisiti; quello che si è adottato qui deriva dallo schema teorico di fig. 1, il quale presenta un certo numero di caratteristiche estremamente interessanti che esamineremo rapidamente.

Fig. 1 - Schema teorico dell'alimentatore regolato protetto.

Nelle sue grandi linee, questo alimentatore non differisce quasi da quello che si è abituati a incontrare d'ordinario nel campo degli alimentatori stabilizzati. Si trova inizialmente un amplificatore di corrente T_1, comandato da un amplificatore di tensione di errore (T_2-T_3) di tipo simmetrico, alimentato dalla differenza di tensione esistente fra la tensione di riferimento e_1 (fissata dal diodo zener D_1) e una frazione u_1 della tensione di uscita U.

Per contro, una cosa sembra, a prima vista, poco ortodossa: il collegamento del transistore T_1. Infatti la tensione di uscita U è prelevata dal suo collettore e non, come d'uso, dal suo emettitore. Secondo un criterio assai diffuso, un simile circuito non potrebbe funzionare. In realtà, ciò non è affatto vero per le ragioni qui sotto addotte. Infatti, in questo schema, il transistore T_2 fornisce la corrente di base necessaria al controllo di T_1. In queste condizioni, ogni aumento della tensione U_1, che dà luogo ad un aumento della corrente di collettore di T_3, si traduce (in seguito al circuito differenziale) in una diminuzione della corrente di collettore di T_2 e, in conseguenza, in una diminuzione di corrente di base di T_1 e viceversa: c'è dunque un fiore di regolazione.

Resta da spiegare la funzione delle resistenze R_2 e R_5. La prima di queste (R_2) ha lo scopo di ridurre la corrente di fuga presente alla giunzione base-collettore di T_1, corrente che rischierebbe di diventare forte in presenza di riscal-

damento di T_1, se si lasciasse la sua base « in aria ». D'altronde, inviando, mediante R_2, una piccola corrente permanente sul collettore di T_2, si aumenta artificialmente la pendenza di questo transistore, quindi, alla fine dei conti, la regolazione effettuata dal circuito.
La seconda di queste resistenze (R_5) potrebbe teoricamente essere cortocircuitata. La sua presenza si spiega invero con l'interesse di rendere simili le correnti di collettore di T_1 e T_2, affinché le loro dissipazioni risultino identiche; ciò allo scopo di eliminare i pericoli di deriva dell'amplificatore differenziale.

circuito dei morsetti di uscita dell'alimentatore. In altri termini, ciò impedisce che la base di T_3 divenga positiva rispetto a quella di T_2, in seguito al crollo della tensione stabilizzata U, poichè una tensione positiva sulla base di T_3 provocherebbe l'imballamento dell'alimentatore e la sua distruzione.

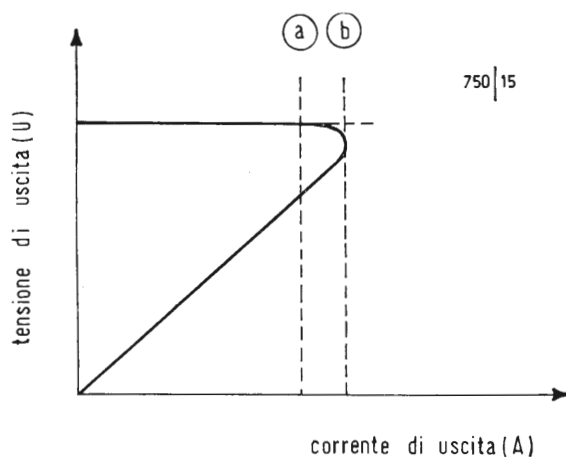



Fig. 2 - Curva corrente-tensione dei circuiti di fig. 1 e 3.

Quanto al diodo D_2, disposto fra le basi di T_2 e T_3, il suo compito è importantissimo, poichè è da esso che dipende l'insensibilità dello schema ai sovraccarichi, ottenuta mediante bloccaggio di T_1.

Abbiamo visto infatti che un aumento della tensione negativa sulla base di T_3 comportava una diminuzione della corrente di collettore di T_1 e che al contrario, una diminuzione di questa stessa tensione (susseguente all'aumento della corrente richiesta) comportava un aumento della corrente di collettore di T_1. In queste condizioni, quanto più tende ad abbassarsi la tensione stabilizzata U, tanto più tende ad aumentare la corrente fornita da T_1. Tuttavia, non sarebbe opportuno procedere indefinitamente su questa via, poichè, oltrepassato un certo limite, la corrente massima erogata da T_1 comporterebbe la « morte » di questo transistore per dissipazione eccessiva.

È ciò che avverrebbe in caso di richiesta esagerata di corrente da parte degli amplificatori di potenza, o anche di corto-

Questo mezzo è offerto dal diodo D_2 che, quando la tensione sulla base di T_3 diviene leggermente superiore a quella sulla base di T_2, è reso conduttivo, portando contemporaneamente la base di T_3 ad una tensione positiva. Ora, la trasmissione di una tensione positiva sulla base di T_3, comportando una riduzione della corrente di collettore di questo transistore, nonchè di quella di T_1, è facile rendersi conto, che a partire da una certa soglia (determinata essenzialmente dal valore di R_4) bloccandosi il transistore T_3, avviene lo stesso per T_1.

Questa azione è illustrata dalla curva di fig. 2, che mostra la caratteristica corrente-tensione dello schema della fig. 1. Come si può vedere, da quando si è raggiunta la soglia (a) di sblocco, la tensione di uscita comincia ad abbassarsi, e il fenomeno si esalta bruscamente appena il diodo D_2 diviene conduttivo (punto b della curva), traducendosi nell'annullamento quasi totale e istantaneo della tensione di uscita e della corrente erogata. Si tratta, senza dubbio, di una particolarità estremamente interessante, grazie alla quale è possibile progettare ad un tempo l'alimentatore e gli amplificatori usati unitamente a questo, sui quali un cortocircuito del carico a piena potenza non è dunque più da temere dato il distacco automatico dell'alimentatore.

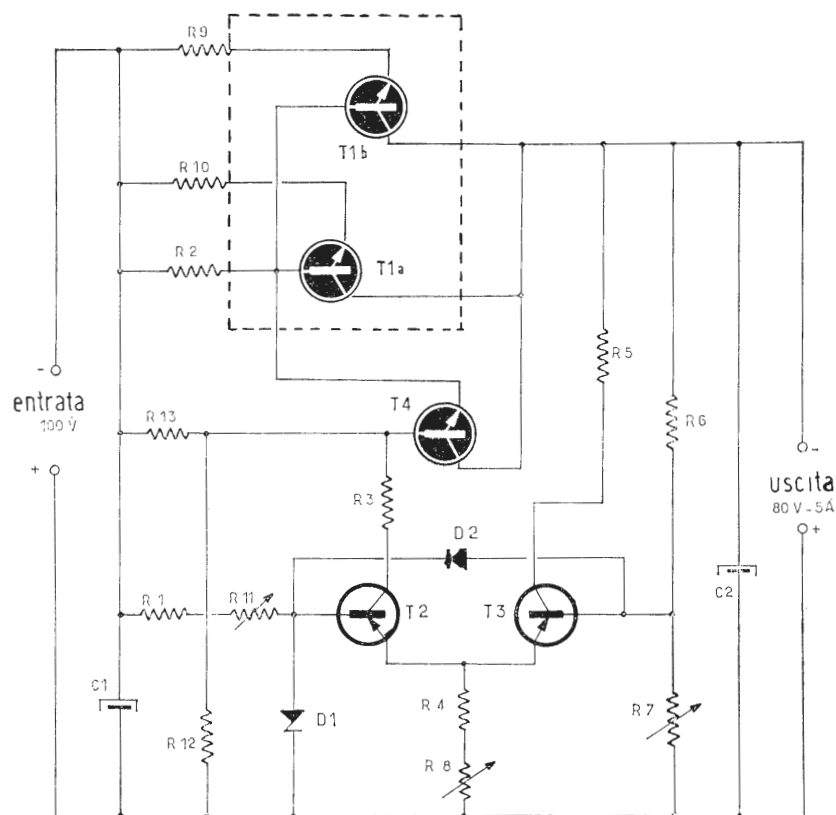



Fig. 3 - Cinque transistori (due dei quali di potenza p-n-p sono montati su grossi radiatori) compongono il modulo alimentatore.

In pratica qualche variante allo schema di base diviene indispensabile per poter controllare le forti tensioni e correnti richieste per l'alimentazione dei due amplificatori di grande potenza.
Si vede subito che un transistore supplementare fa la sua comparsa: si tratta di T_4 usato in circuito Darlington e fornente una corrente di base sufficiente ai due transistori regolatori T_1a e T_1b montati in parallelo (v. fig. 3). Capaci di sostenere 100 V fra collettore ed emettitore, questi due transistori sono alimentati attraverso due resistenze di basso valore (R_9 e R_{10}), che permettono di ripartire in parti uguali fra T_1a e T_1b la corrente fornita dall'alimentatore. Si noti che questi due transistori sono montati su radiatori di grandi dimensioni, indispensabili per la dissipazione delle numerose calorie eccedenti: non si dimentichi che nel caso più sfavorevole questi due transistori devono dissipare un poco più di 100 W!
Qualche resistenza regolabile completa lo schema; così R_7 e R_8 permettono rispettivamente di regolare la tensione di uscita e la corrente massima fornita dall'alimentatore. R_{11} agisce sulla soglia di sblocco del circuito e determina l'intensità minima erogata da questo nel caso di cortocircuito ai morsetti di uscita. Il complesso è completato da un trasformatore abbassatore associato ad un raddrizzatore a ponte equipaggiato con diodi di forte potenza (fig. 4).

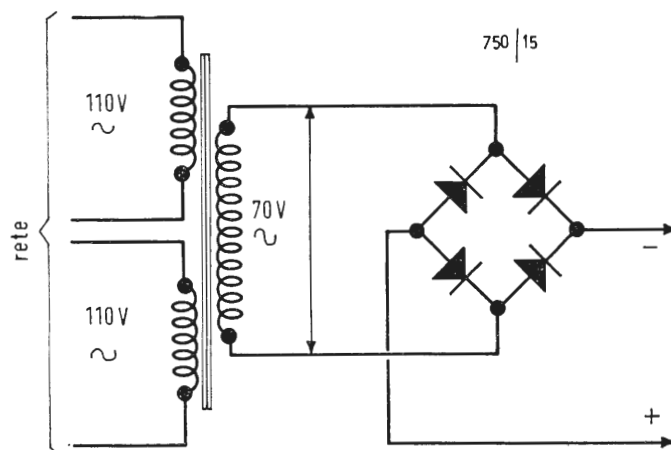



Fig. 4 - Il raddrizzamento è affidato a un ponte di diodi alimentato da un trasformatore abbassatore largamente dimensionato.

2. - MODULO AMPLIFICATORE

Sebbene di concezione classica, lo schema fondamentale adottato per il modulo amplificatore di potenza si scosta un poco dalle soluzioni usate generalmente. Infatti, negli schemi di amplificatori a transistori funzionanti in classe *B* e senza trasformatore d'uscita, il collegamento all'altoparlante si fa abitualmente per mezzo di un condensatore elettrolitico di forte capacità (C_1) montato come in fig. 5.
I transistori dello stadio di uscita presentano la particolarità di essere sbloccati solo una volta su due, in funzione dei segnali di comando applicati alle loro basi; si constata praticamente che l'alimentatore fornisce corrente al circuito solo quando il transistore T_1 (fig. 5) è sbloccato da un'alternanza positiva. All'alternanza successiva, T_1 è bloccato e T_2 conduttore, allora la corrente necessaria al funzionamento di quest'ultimo è fornita dal condensatore C_1, che restituisce la carica accumulata quando T_1 era passante. Così, quando T_2 è bloccato, una corrente I_1 circola dal polo + dell'alimentatore attraverso T_1, il condensatore C_1 (che si carica a metà della tensione fornita dall'alimentatore) e dalla bobina mobile dell'altoparlante, nel senso indicato dalla freccia a tratto pieno.
Se ora è T_1 a bloccarsi, l'alimentatore non può più fornire corrente a T_2. L'alimentatore è allora sostituito da C_1, che invia attraverso T_2 e l'altoparlante una corrente I_2 rappresentata dalla freccia tratteggiata.
In queste condizioni, l'andamento della corrente richiesta dall'amplificatore all'alimentatore assume la forma rappresentata in fig. 5*b*, corrente somigliante a quella fornita da un raddrizzatore monofase e la intensità istantanea di cresta della quale è nettamente più grande di quella che si avrebbe se si trattasse di un circuito richiedente all'alimentatore di fornire corrente ad ogni alternanza.
Inoltre, poichè il condensatore C_1 si carica alla metà della tensione di alimentazione, la breve corrente di carica produce nell'altoparlante un « clic » udibile quando si applica la tensione all'apparecchio.
Questi inconvenienti vengono eliminati con lo schema di fig. 6*a*, usato per l'amplificatore 100 W analizzato qui appresso, e in cui l'accoppiamento all'altoparlante è ottenuto per mezzo dei due condensatori C_2 e C_3.
Il suo funzionamento è il seguente: supponiamo che inizialmente T_2 sia conduttivo come precedentemente. In questo istante, il condensatore C_2 si scarica, generando il passaggio di una corrente I_1 attraverso l'altoparlante e T_2, mentre, nello stesso tempo, una corrente I_2 si stabilisce attraverso l'altoparlante e T_2, provocando la carica di C_1. Quando T_1 diviene conduttore, i fenomeni si invertono: questa volta è C_1 che si scarica (corrente I_3) attraverso T_1 e l'altoparlante, mentre il condensatore C_2 si carica (corrente I_4) dall'alimentatore attraverso T_1 e l'altoparlante. Conseguenza pratica: l'andamento della corrente richiesta all'alimentatore assume la forma di fig. 6*b*. Il confronto delle forme d'onda delle fig. 5*b* e 6*b* indica che l'intensità di cresta istantanea di questa corrente è 2,5 volte meno forte con il circuito della fig. 6*a* che con quello della fig. 5*a*, il che si spiega essenzialmente col fatto che l'alimentatore fornisce corrente ora ad ogni

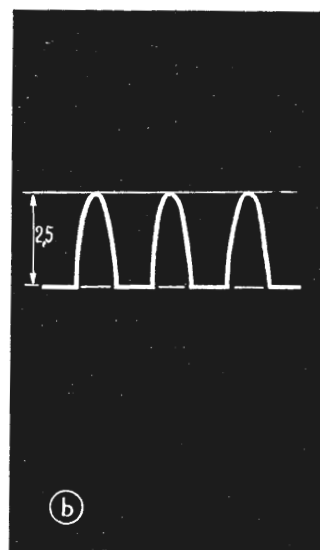
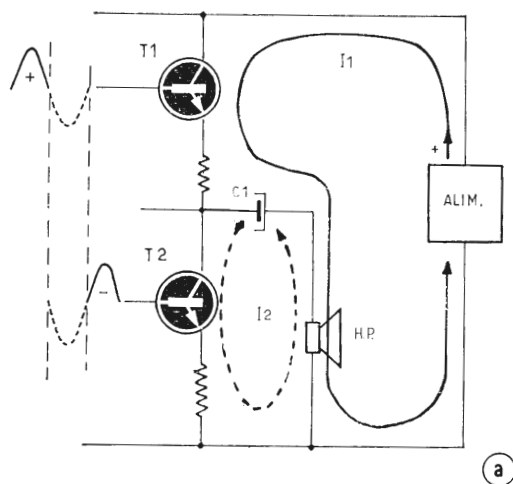



Fig. 5 - Principio di funzionamento (*a*) e forma della corrente richiesta da uno stadio di uscita classico (*b*).

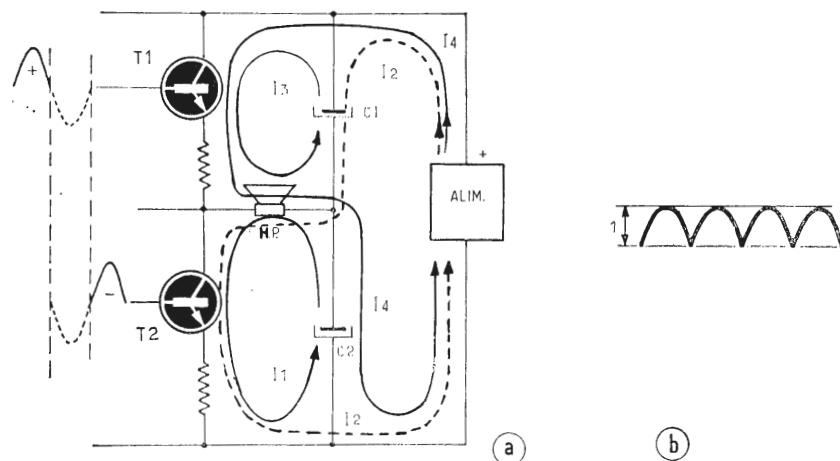



Fig. 6 - Principio di funzionamento (*a*) e forma della corrente richiesta dal circuito adottato (*b*).

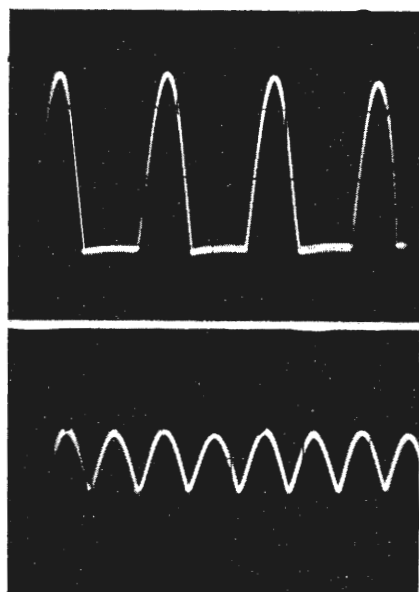



Fig. 7 - Oscillogrammi della corrente degli stadi di uscita dei circuiti della fig. 5*a* (in alto) e della fig. 6*a* (in basso).

alternanza e non più una volta su due. Ciò è confermato dagli oscillogrammi di fig. 7, il primo rilevato in un circuito del tipo di fig. 5*a*, il secondo ottenuto con il circuito di fig. 9. Così non occorre più sovradimensionare l'alimentatore usato e specialmente il trasformatore di rete. Aggiungiamo che questo modo di accoppiamento presenta anche due altri vantaggi rispetto a quello impiegato abitualmente: da una parte l'ondulazione residua della tensione di alimentazione risulta diminuita in seguito alla presenza di una capacità addizionale (formata dalla serie di C_1 e C_2) posta fra i poli + e — dell'alimentatore; dall'altra parte, i condensatori C_1 e C_2 avendo tensioni uguali alle loro armature, non circola alcuna corrente di carica nell'altoparlante, il che sopprime qualsiasi rumore quando si mette l'apparecchio sotto tensione ed evita, specialmente nel caso di forti tensioni di alimentazione, di sottoporre l'equipaggio mobile dell'altoparlante ad uno sforzo inutile notevole e dannoso. Per il resto, lo schema dell'amplificatore richiede pochi commenti. Apriamo tuttavia una parentesi per precisare che l'eccitazione dello stadio di uscita (T_1 e T_2) non avviene direttamente da parte della coppia complementare (T_5 e T_6), che fornisce i segnali sfasati di 180° (fig. 8). Infatti, è ad uno stadio tampone (T_3 e T_4) funzionante in configurazione Darlington che è affidato il compito di fornire allo stadio di uscita le correnti di base, relativamente forti, richieste per le grandi potenze in gioco. Aggiungiamo che questa disposizione, che evita effettivamente allo stadio a simmetria complementare (T_3 e T_4) di essere troppo sollecitato, aumenta sensibilmente la fidabilità del complesso. Alcune varianti distinguono questo schema tecnico da quello pratico di fig. 9. Queste varianti riguardano essenzialmente lo stadio di uscita, che impiega 4 transistori montati in parallelo due a due: T_7-T_9 e T_8-T_{10}. Si noti in serie nei cir-

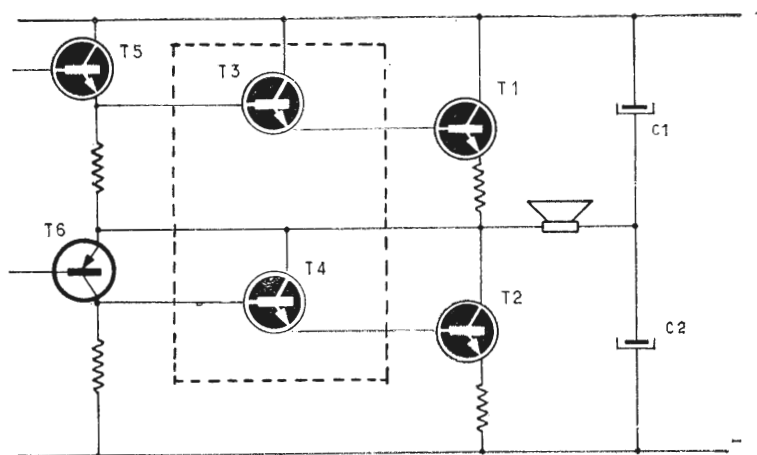



Fig. 8 - Schema di principio dello stadio « tampone » (T_3 e T_4) disposto fra la coppia complementare (T_5 - T_6) e il controfase di uscita.

cuiti di emettitore di questi la presenza di resistenze di basso valore (da R_{16} a R_{19}), destinate a equilibrare le correnti attraverso i transistori di potenza.

La costituzione degli altri stadi è classicissima; infatti l'eccitazione dei transistori di uscita si effettua a partire da una coppia complementare n-p-n (T_3) p-n-p (T_4), attraverso uno stadio tampone (T_5-T_6) già ricordato.

I due stadi di entrata, T_1 e T_2, impiegano rispettivamente un p-n-p (T_1) direttamente accoppiato ad un n-p-n (T_2), nel circuito di collettore del quale sono disposti due diodi (D_1 e D_2) destinati a compensare gli effetti di variazione della temperatura ambiente. In serie con questi diodi si trova una resistenza regolabile, che permette di regolare la corrente di riposo degli stadi di uscita.

Circa lo stadio di entrata (T_1), si nota che il suo circuito di emettitore è riportato, attraverso R_8, all'uscita dell'amplificatore e quindi gli è applicata una rete di controreazione in continua.

Quest'ultima è completata da una rete di controreazione in alternata, che impiega C_3, R_7, C_4 ed R_6, componenti grazie ai quali è possibile giocare ad un tempo sulla sensibilità del circuito e sulla curva di risposta dell'amplificatore.

Infine, si segnala la presenza della resistenza regolabile R_1, che definisce non solo il punto di lavoro dello stadio di entrata, ma anche quello degli stadi che lo seguono, dato l'uso esclusivo dell'accoppiamento diretto, che garantisce l'ottima riproduzione delle frequenze più basse.

Fig. 9 - Nel modulo amplificatore, lo stadio di potenza impiega 4 transistori montati due a due in parallelo.

3. - PRESTAZIONI. PUNTI DI VISTA DEL TECNICO

Disponendo di due moduli amplificatori, di un modulo alimentatore e del trasformatore di rete fornito dal fabbricante, si è potuta fare tutta una serie di misure, prime fra le quali quelle riguardanti la potenza di uscita massima disponibile. In queste condizioni e usando due resistenze di carico di 4 Ω, si sono ottenuti 2 × 120 W_{eff} a 1 kHz, con la tensione di alimentazione 75 V; la corrente fornita dall'alimentatore era di 4 A.

Scorrendo rapidamente la gamma delle frequenze acustiche, si è constatato che effettivamente i due amplificatori funzionanti insieme possono fornire ciascuno un po' più di 100 W_{eff} fra 20 Hz e 20 kHz, il che corrisponde ai dati forniti dal costruttore ed è in gran parte dovuto all'alimentatore regolato, che, malgrado le condizioni più dure di impiego, non cede in alcun caso.

L'oscillogramma *A* di fig. 12 indica la sinusoide di un segnale a 1 kHz corrispondente alla potenza modulata di 120 W_{eff} (tensione all'entrata dell'amplificatore 90 mV). L'oscillogramma *B* ot-

Fig. 10 - A 20 kHz il tempo di commutazione dell'amplificatore di potenza è di soli 2 μs.

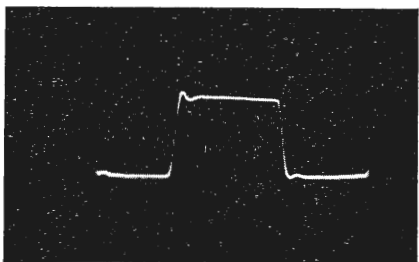



Fig. 11 - Su carico capacitivo, l'amplificatore resta perfettamente stabile.

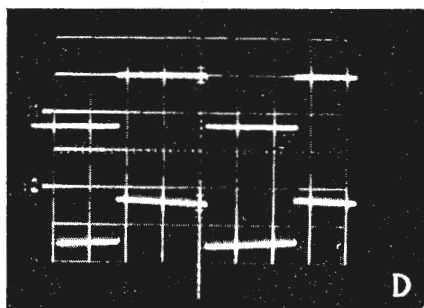
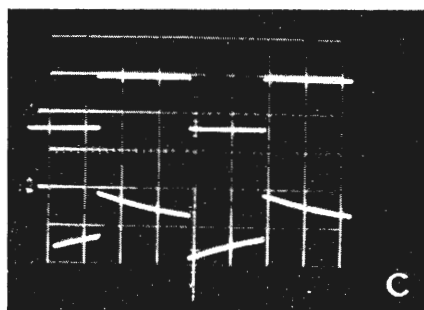



Fig. 13 - Comportamento dell'amplificatore in regime rettangolare a 20 Hz (*C*), 100 Hz (*D*), 1 kHz (*E*), 5 kHz (*F*), 10 kHz (*G*) e 20 kHz (*H*).

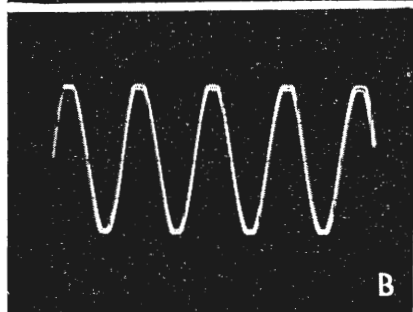
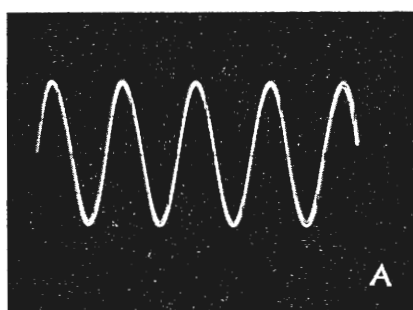
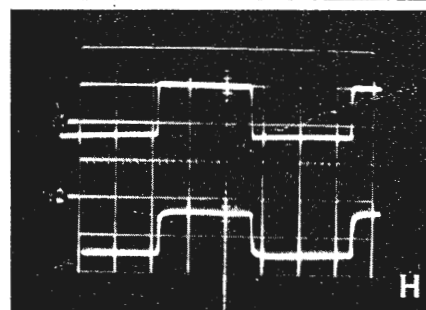
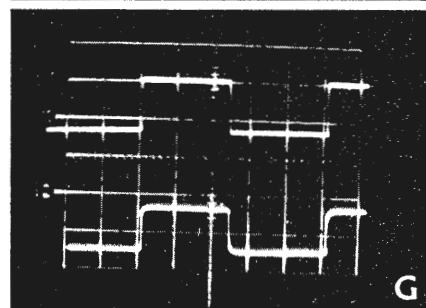
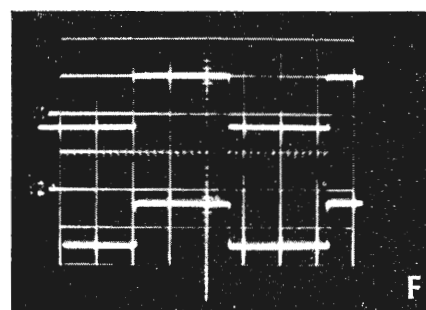



Fig. 12 - Oscillogramma di un segnale a 1 kHz corrispondente alla potenza di 120 W_{eff} (*A*); verifica della perfetta simmetria di tosatura (*B*).

tenuto a 135 W_{eff} mostra la perfetta simmetria di tosatura dell'amplificatore, il cui tasso di distorsione armonica a 100 W è solo dello 0,1 %, da ritenersi eccellente.

Non meno notevole è il comportamento degli amplificatori di potenza in regime rettangolare, come testimoniano gli oscillogrammi da *C* ad *H* di fig. 13. Come si riconosce facilmente, si è usato un oscillografo doppia traccia, che dà in alto di ogni oscillogramma l'andamento dei segnali applicati all'entrata degli amplificatori di potenza, allo scopo di confrontarli con quelli ottenuti all'uscita. A 20 Hz (*C*), come a 20 kHz (*H*) i risultati possono essere considerati soddisfacentissimi avendo poca importanza la pendenza della sommità a 20 Hz (*C*) ed essendo piccolissimi i tempi di salita a 20 kHz (*H*).

A questo proposito ci si può riferire all'oscillogramma di fig. 10 dove è riprodotto il fronte anteriore di un segnale rettangolare a 20 kHz, rilevato ai morsetti di uscita degli amplificatori, per mezzo di un marcatore a 10 MHz. Oltre il fatto che si misurano tempi di commutazione di 2 μs, si constata che il segnale non è influenzato da alcun rigonfiamento.

Un simile comportamento, secondo ogni probabilità, è dovuto al grandissimo fattore di smorzamento (> 90) dell'amplificatore, come sembra confermare l'oscillogramma di fig. 11, ottenuto disponendo un condensatore di 200 nF in parallelo alla resistenza di carico: si vede che i fronti di salita e discesa sono appena prolungati da una piccola punta, subito smorzata. In altre parole, ciò significa che gli amplificatori sono perfettamente stabili.

Per finire, si vorrebbe rendere conto delle prove relative alla sicurezza di funzionamento annunciata a proposito dello studio dell'alimentatore protetto. Sebbene sia per nulla da temere che avvenga in funzionamento normale, si è voluto constatare ciò che avverrebbe in caso di cortocircuito secco ai morsetti di uscita dell'alimentatore. Armati di un grosso giraviti li abbiamo puramente e semplicemente cortocircuitati...

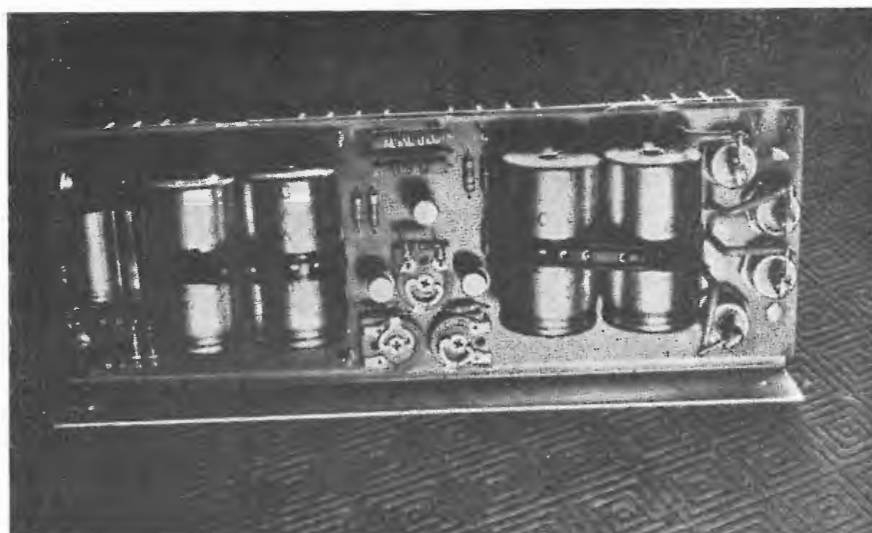



Fig. 14*a*

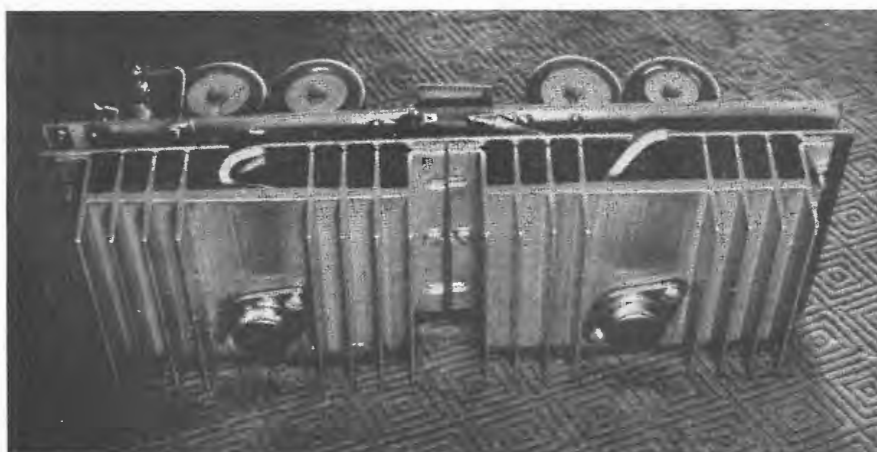



Fig. 14*b* - Viste di sotto e di sopra del modulo alimentatore previsto per due amplificatori di potenza.

senz'altro risultato che la formazione di un'enorme scintilla e il bloccaggio dei transistori regolatori. Eliminata la causa del male, si è potuto vedere il complesso rimettersi in funzione, e ciò tante volte quante si è ricominciato l'esperimento.

Per dare ancora battaglia, si è cortocircuitato il carico a piena potenza. Fatica sprecata: una scintilla (un po' meno grossa) e di nuovo l'alimentatore si è bloccato, senza danno all'amplificatore; il complesso è ripreso a funzionare, appena si è tolto il giraviti.

Pienamente convinti da queste prove, alquanto barbare, si è potuto solo concludere che le tecniche ivi impiegate sono ottime, che mettono realmente gli utenti al riparo di tutte le false manovre, che altrimenti sarebbero catastrofiche in complessi di così grande potenza.

Nota del traduttore - Notiamo con dispiacere che nel testo non sono resi noti i tipi di transistori adottati. Questa prassi è spesso seguita dai fabbricanti di nuovi apparecchi, che vengono illustrati al solo scopo di farli conoscere e per far sì che il lettore invogliato, si rivolga al costruttore per l'acquisto, avendo riscontrato punti oscuri, che gli impediscono di autocostruirsi l'apparecchio desiderato.

Fig. 15*a*

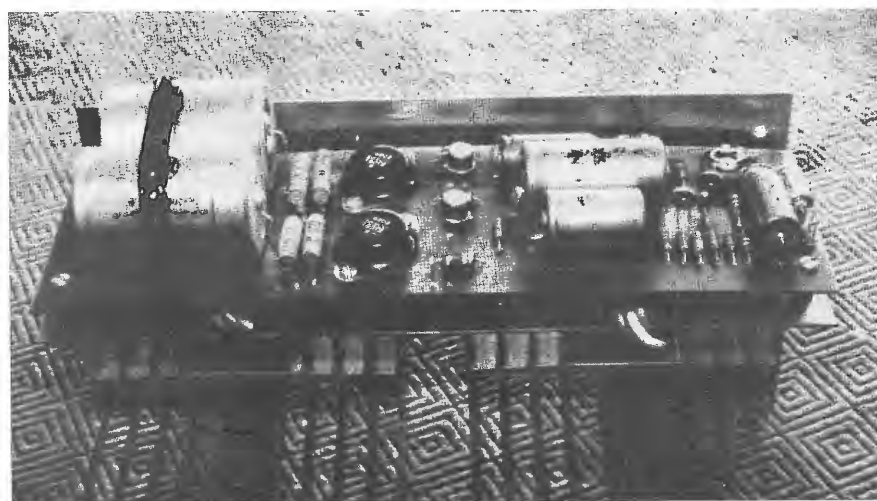



Fig. 15*b* - Due viste del modulo amplificatore. Si noti il montaggio in parallelo dei transistori dello stadio di uscita.

Apparecchiature analitiche a raggi X con calcolatore elettronico

Si è svolto recentemente un incontro sulle apparecchiature analitiche a raggi X con calcolatore elettronico, meeting organizzato dal settore apparecchiature scientifiche ed analitiche del reparto PIT della Philips.
All'incontro hanno partecipato cinquanta persone provenienti dalle diverse organizzazioni nazionali Philips e venti della sede centrale di Eindhoven.
L'iniziativa ha avuto lo scopo di illustrare diffusamente ai convenuti i problemi, le applicazioni e i programmi delle apparecchiature analitiche a raggi X con calcolatore elettronico ad uso industriale (analisi chimiche) e per Università (indagini sulla struttura dei materiali).
Nelle nuove apparecchiature con calcolatore elettronico il comando dello strumento e l'elaborazione dei dati delle intensità misurate sono completamente automatizzate. Nel corso dell'incontro una serie di dimostrazioni ha permesso ai partecipanti di studiare i miglioramenti realizzati rispetto alle precedenti apparecchiature.
I preparativi per la produzione delle nuove apparecchiature sono cominciati un anno fa in Olanda. (*n. ph.*)

Sig. M. Gozzi - Milano

D. Mi sarebbe molto utile un'introduzione, a carattere di volgarizzazione, allo studio del ricevitore a colori in generale. Potete accontentarmi?

R. La maggior parte del televisore a colori è fondamentalmente simile a quella del ricevitore di TV in bianco nero (TV-BN). Il segnale a RF viene selezionato, amplificato e convertito nella FI normale da un comune tipo di unità sintonizzatrice. Gli stadi FI sono analoghi ai corrispondenti stadi di TV-BN; differenze notevoli sono presenti solo nell'ambito delle video frequenze.

Le basi tempi e gli alimentatori sono analoghi a quelli del ricevitore monocromo, ma devono fornire correnti più intense. Per i cinescopi a tre proiettori occorrono circuiti di convergenza, mentre i tubi con un solo proiettore elettronico richiedono speciali circuiti di comando per scegliere la giusta modulazione al tempo giusto. Le divergenze più importanti rispetto all'uso del bianco-nero si trovano nei circuiti di demodulazione dell'informazione delle differenze di colore recate dalla subportante. Poichè la subportante è modulata in due modi distinti, occorrono almeno due demodulatori. Ciascun demodulatore deve essere sensibile alla modulazione, che corrisponde ad uno specifico angolo di fase della subportante, diciamo l'angolo θ^o, e deve respingere la modulazione che la sottoportante ha alla fase $\theta^o \pm 90^o$. Si chiamano demodulatori sincroni i demodulatori, che compiono queste funzioni e devono essere sincronizzati in fase con la subportante.

I demodulatori sincroni devono essere alimentati con un segnale sinoidale a onda continua di riferimento, che essi sfruttano per giudicare la fase del segnale subportante in arrivo. Questa onda sinoidale di riferimento deve avere la stessa frequenza e la stessa fase del segnale di riferimento (burst) impiegato in trasmissione quando si codifica il segnale. I circuiti con i quali si ricava questo segnale di riferimento del ricevitore dal burst di colore sono detti *generatori della sottoportante di riferimento* o semplicemente *generatori di riferimento*. I demodulatori di crominanza e i generatori di riferimento sono dispositivi a banda stretta e i tecnici della TV-BN trovano una certa difficoltà a trattare questi nuovi circuiti.

Il tipo di cinescopio a colori usato nel ricevitore ha un'azione decisiva sul metodo esatto di decodificare il segnale. I ricevitori che impiegano cinescopi a tre proiettori, o che combinano otticamente le immagini da tre tubi distinti, richiedono simultaneamente, ai proiettori (cannoni) elettronici tensioni proporzionali ai tre valori del tristimolo *R*, *V* e *B*. Altri tipi di riproduzione dell'immagine colorata richiedono che l'informazione sia sotto una forma diversa, che può sempre essere dedotta dai valori del tristimolo, sebbene sia generalmente più economico modellare il ricevitore secondo il tipo di tubo riproduttore con il quale è equipaggiato.

La maggior parte dei ricevitori impiegano il cinescopio a maschera d'ombra,

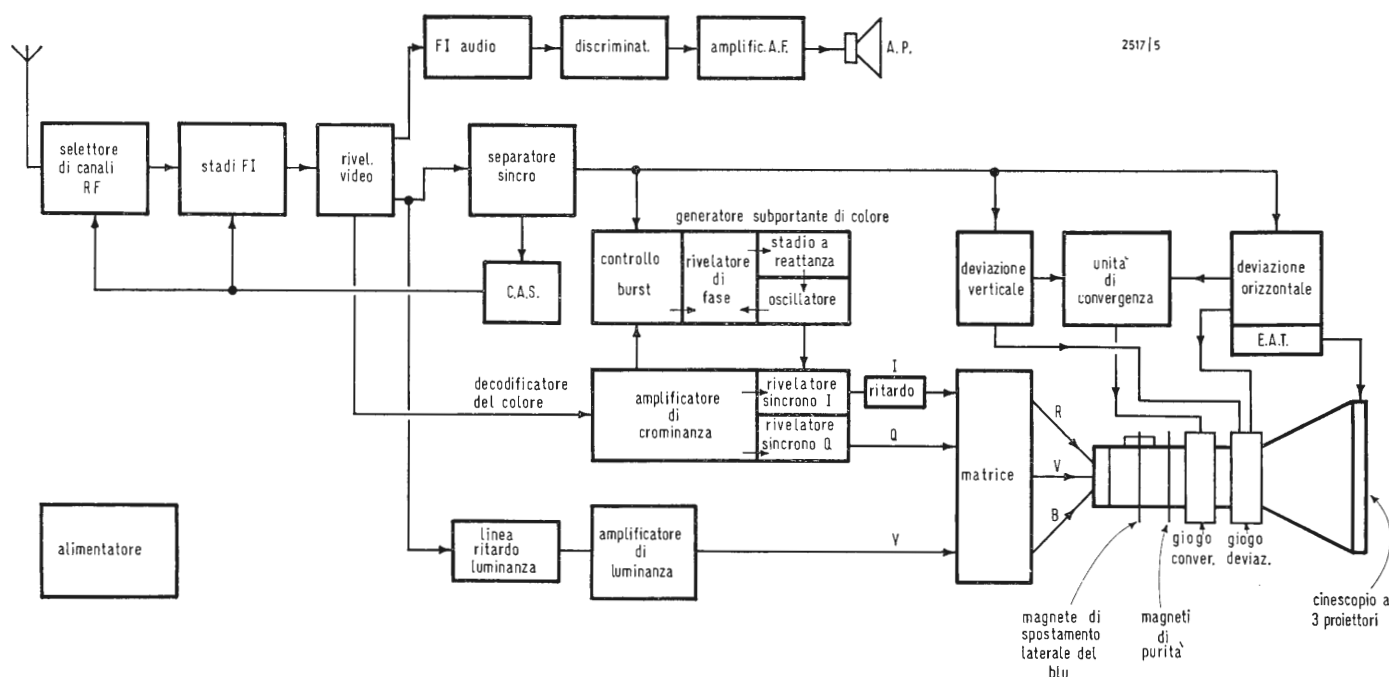



Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore TVC con tubo a tre proiettori elettronici.

Fig. 2 - Spettro di frequenze trasmesse per i segnali di colore. Segnale I a banda superiore parzialmente soppressa. Segnale Q a doppia banda.

per cui si farà nel seguito riferimento solo a questo tipo di tubo tricromico.

1. - SCHEMA A BLOCCHI

Lo schema a blocchi di fig. 1 si riferisce al più semplice tipo di ricevitore adatto al sistema NTSC; da esso si deduce il sistema PAL e per una buona percentuale anche il sistema Sécam; mentre il PAL non è che un perfezionamento, ottenuto con una modifica relativamente modesta, dell'NTSC, il Sécam si scosta assai più profondamente nei circuiti a video frequenza, ma questo sistema, per quanto interessantissimo, è di minor interesse in Italia dove ha scarse probabilità di essere adottato.

Seguiamo allora lo schema di fig. 1. Il segnale video al rivelatore è costituito dall'onda normale di luminanza Y miscelata con i sincronismi, dalla sottoportante di colore, dalle sue bande laterali e dal burst di colore (treno d'impulsi alla frequenza di 4,43 MHz). È possibile amplificare insieme questi segnali, ma certe difficoltà, che saranno discusse più avanti, possono essere superate separando all'uscita del rivelatore il segnale di luminanza, da quello di crominanza.

Il segnale di luminanza viene ritardato rispetto ai segnali di colore da una linea di ritardo, fatta con uno spezzone di cavo coassiale avente una bassa velocità di propagazione dei segnali. Il conduttore interno del cavo è avvolto a spirale e il mezzo di politene è caricato con polvere di ferrite. Questo ritardo è necessario, perchè i segnali di crominanza passano attraverso circuiti a banda più stretta di quelli percorsi dal segnale di luminanza e quindi subiscono un maggior ritardo. I centri delle transizioni di crominanza avverrebbero perciò più tardi del centro della corrispondente transizione di luminanza, se il segnale di luminanza non venisse ritardato per compensare questa differenza di durata di percorsi.

L'amplificatore di luminanza corrisponde al normale amplificatore video, salvo che il segnale finale di uscita richiesto per pilotare il cinescopio a maschera deve essere di $80 \div 130\ V_{pp}$ secondo le tensioni dello schermo. La sottoportante di crominanza viene generalmente eliminata da questo amplificatore prima che il segnale arrivi al cinescopio. Il segnale di crominanza viene estratto dal video composto facendo l'amplificatore di crominanza con un'opportuna risposta passa banda, che accetti la sottoportante e le sue bande laterali, ma che escluda i segnali di luminanza indesiderati di bassa frequenza (v. fig. 2). Per necessità di cose, i segnali di luminanza a frequenze alte devono essere accettati dall'amplificatore di crominanza e non c'è un modo pratico di escludere queste componenti di luminanza malgrado il processo dell'interesistenza di frequenze, pur conservando le componenti di colore. Le componenti indesiderate di luminanza provocano vari effetti di colorazioni spurie, che non sono molto visibili sull'immagine colorata. Il segnale sompleto di crominanza viene applicato ai rivelatori sincroni, dei quali occorrono almeno due, mentre in certi circuiti è conveniente impiegarne tre. Esistono diversi tipi di rivelatori sincroni. Uno di questi tipi si può assimilare ad uno stadio di controllo, che si apre per un breve tempo con la stessa fase ad ogni ciclo del segnale di riferimento ed accetta la grandezza del segnale di crominanza solo in tali istanti. I segnali di uscita dei rivelatori sincroni dipendono dalla fase alla quale essi vengono demodulati, ma idealmente il segnale I viene demodulato da un rivelatore e il segnale Q dall'altro. Il livello di tensione al quale lavorano i rivelatori sincroni può variare da pochi volt a centinaia di volt, secondo quanto occorre per pilotare il cinescopio.

In generale i segnali di crominanza demodulati di bassa frequenza sono adattati nel tempo, se hanno diverse bande passanti (diverse tra loro) e vengono poi trasmessi ai circuiti matrici, dove, insieme con il segnale di luminanza, vengono ricombinati per fornire i segnali R, V, B. I circuiti matrici, in realtà, risolvono il seguente sistema di tre equazioni:

$$R = Y + 0{,}96\,I + 0{,}62\,Q$$
$$V = Y - 0{,}27\,I - 0{,}65\,Q$$
$$B = Y - 1{,}11\,I + 1{,}70\,Q;$$

traggono il loro nome dalla notazione matriciale usata in algebra in forma abbreviata per scrivere e risolvere tali equazioni:

$$\begin{bmatrix} R \\ V \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0{,}96 & 0{,}62 \\ 1 & -0{,}27 & -0{,}65 \\ 1 & -1{,}11 & 1{,}70 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y \\ I \\ Q \end{bmatrix}$$

I circuiti matrici sono generalmente costituiti da poche resistenze connesse in modo da sommare opportune frazioni dei tre segnali incidenti. Normalmente si impiegano convertitori a tubi elettronici per ottenere il giusto segno (polarità) del segnale per le equazioni delle matrici. Le tre uscite dalla matrice vengono impiegate per modulare il cinescopio, dopo ulteriore amplificazione, se necessaria.

Il generatore di riferimento, che fornisce la frequenza di riferimento per i rivelatori sincroni può assumere varie configurazioni, ma le funzioni fondamentali indicate in fig. 1 sono valide per tutti i tipi. L'oscillatore stabile è accordato alla frequenza subportante, ma richiede di essere agganciato molto accuratamente in fase e in frequenza con l'onda sinoidale di riferimento (burst) del trasmettitore. Il segnale burst di colore viene estratto dal segnale composto di crominanza; la fase dell'oscillatore di riferimento viene confrontata con la fase del burst di colore. Ogni differenza di frequenza o fase dell'oscillatore di riferimento rispetto al burst genera una tensione che viene usata per variare leggermente la frequenza dell'oscilla-

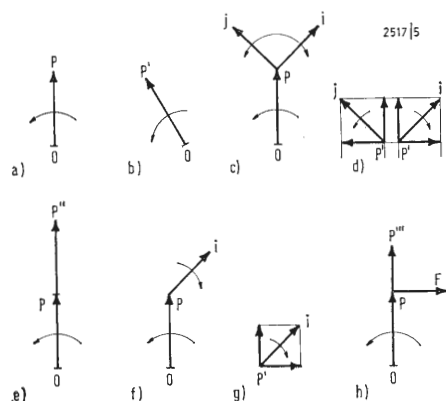
tore finchè esso viene a cadere esattamente nella fase necessaria.
La base tempi di deviazione orizzontale fornisce una corrente di circa 2 A al giogo di deflessione e genera anche una extra alta tensione (E.A.T.) di 22 ÷ 25 kV, occorrente per l'anodo finale del tubo tricromico a maschera d'ombra. L'E.A.T. deve essere stabilizzata fino a correnti di circa 1 mA, poichè la convergenza dei tre pennelli elettronici varia con l'E.A.T. I proiettori elettronici del tubo a maschera sono focalizzati elettrostaticamente e la tensione di 5 kV di messa a fuoco viene generata anch'essa dallo stadio finale di riga (la corrente è minima in questo caso). La base tempi di deviazione verticale genera una corrente dell'ordine di 0,5 A a 50 Hz, a dente di sega, per le bobine di deviazione verticale.
Le forme d'onda dei segnali delle due basi tempi vengono elaborate nei circuiti di convergenza per generare correnti paraboliche attraverso le bobine di convergenza dinamica del cinescopio a maschera forata.
Non possiamo, in questa sede, descrivere dettagliatamente i circuiti, che assolvono tutte queste funzioni; ci limiteremo perciò a discutere brevemente gli argomenti fondamentali che si presentano nello studio del ricevitore di TVC.

2. - FUNZIONAMENTO ASINCRONO

Generalmente nella trasmissione televisiva in bianco-nero, la frequenza verticale è tenuta in sincronismo con la frequenza della rete di alimentazione (50 Hz). Ma la frequenza delle reti di distribuzione dell'energia elettrica può variare, per cui varia anche la frequenza di quadro (verticale), perciò bisogna provvedere un mezzo che adegui la frequenza di scansione verticale a quella di rete. A questo modo, si mantengono fissi alcuni effetti sull'immagine riprodotta, come ronzio alla frequenza di rete, modulazione della luminosità, spostamento delle righe dal reticolo, o almeno si ottiene che tali ombre si muovano molto lentamente. L'effetto dell'ondulazione a 50 Hz è allora molto meno avvertibile, che se le fasce scure si propagassero rapidamente su e giù per il quadro. La ripetizione più temibile di spostamento è quella al ritmo di 2 secondi per un'escursione completa dall'alto in basso del quadro.
Questo agganciamento alla rete permette di fare una notevole economia nei circuiti di filtro del ricevitore. Nella trasmissione a colori, conviene mantenere costante la frequenza della subportante per semplificare il progetto del generatore di riferimento. Poichè la frequenza f_{sp} della subportante vale $f_{sb} = (625/2) f_v \times 525/2$, si vede che per avere f_{sb} costante deve essere costante anche la frequenza di scansione verticale f_v, e quindi non è pratico in TVC l'agganciamento alla frequenza di rete. Si sono avanzate varie proposte per superare questa difficoltà, ma la pratica attuale è quella del funzionamento asincrono, cioè indipendente dalla frequenza di rete.

Fig. 3 - Segnale in quadratura (*h*) generato dalla trasmissione con banda laterale parzialmente soppressa (M.A.).

3. - INTERFERENZA (DIAFOTIA) FRA I SEGNALI DI CROMINANZA

Poiché il segnale I è trasmesso con banda laterale parzialmente soppressa, esso dà luogo ad un segnale sfasato di 90° rispetto a se stesso. In fig. 3 sono riportati i diagrammi vettoriali, che chiariscono la situazione.
Una portante non modulata può essere rappresentata in ampiezza e fase con un vettore, per es. $\overline{OP}$ in fig. 3a. Se la portante è modulata, la sua ampiezza varia in modo che dopo un certo tempo il vettore $\overline{OP}$, che era verticale in fig. 3a, si trova ruotato in fase e diviene il vettore $\overline{OP'}$ di fig. 3*b*. Un modo, ben noto, conveniente di rappresentare tale portante modulata è di considerarla composta della portante originale $\overline{OP}$ e delle sue bande laterali. Se il segnale modulante è una semplice onda sinoidale, si possono rappresentare con due vettori supplementari P_s' e P_i', che sono le bande laterali superiore e inferiore rispettivamente, ruotanti in sensi opposti simmetricamente intorno al vertice della portante $\overline{OP}$ (fig. 3*c*).
Questi vettori delle bande laterali hanno ampiezza dipendente dalla profondità di modulazione e ruotanti con velocità angolari determinate dalla frequenza dell'onda sinoidale modulante. La risultante della portante e delle bande laterali è il vettore $\overline{OP''}$ di fig. 3*e*, poichè i vettori delle oscillazioni laterali possono essere scomposti in componenti lungo la portante $\overline{OP}$ e perpendicolare a $\overline{OP}$, come in fig. 3*d*. Le due componenti in quadratura con la portante si elidono in tutte le posizioni dei vettori delle bande laterali rotanti intorno a P, lasciando solo una componente $\overline{PP''}$, che si somma o si sottrae dal vettore portante principale.
Inoltre, se una banda laterale viene soppressa (fig. 3*f*), come avviene per le frequenze più alte video nelle trasmissioni con banda laterale parzialmente soppressa, le due componenti perpendicolari alle portanti non si annullano più (fig. 3*g*), e la risultante (fig. 3*h*) è costituita dalla portante e dalla metà dell'ampiezza della modulazione originale desiderata, $\overline{PP''}$, insieme con una componente indesiderata $\overline{PP'''}$ in quadratura con la portante.
Poichè non c'è spazio fra la frequenza sottoportante e l'estremo della banda video per trasmettere il segnale I con doppia banda laterale, le frequenze più alte di I' da 0,34 MHz a 1,5 MHz vengono trasmesse con una sola banda laterale. Queste frequenze di modulazione di I danno perciò luogo ad un segnale

in quadratura, uguale in ampiezza alla modulazione desiderata rimanente, ma sfasato di 90°, cioè avente la fase del segnale Q. Il segnale Q è trasmesso con modulazione a doppia banda entro tutto il suo campo di modulazione da 0 a 0,5 MHz e quindi non produce un segnale spurio in quadratura nel canale I. Poichè il segnale I è modulato solo con banda laterale unica da 0,5 a 1,5 MHz, il segnale spurio in quadratura nel canale Q cade al di fuori della larghezza di banda di accettazione di Q e viene in conseguenza eliminato. La banda da 0 a 0,5 MHz del segnale I è trasmessa a doppia banda e non provoca interferenze nel canale Q. Per evitare diafotia fra i canali I e Q il canale Q non deve ammettere frequenze al difuori della sua banda di $\pm$ 0,5 MHz.

4. - QUALITA' DELLA RISPOSTA DEL CANALE DI CROMINANZA

Per sfruttare la totale larghezza di banda di crominanza del sistema di TVC, un rivelatore del colore deve demodulare lungo l'asse I (fig. 4) con la fase 123°. La risposta in frequenza di crominanza del canale I deve essere 1,5 MHz. La modulazione della subportante è con banda laterale parzialmente soppressa (fig. 2) e si deve applicare una correzione di ampiezza per le bande laterali omesse o prima o dopo la demodulazione. Allora in fig. 5a, se la risposta al colore della subportante è piatta, la risposta video di crominanza deve contenere una sopraelevazione di 6 dB di ampiezza per compensare la perdita delle bande laterali. In alternativa, la curva di risposta può essere foggiata come in fig. 5*b*, per cui la subportante risulta 6 dB sotto al picco della risposta in frequenza. In questo caso, gli stadi video successivi possono avere una risposta piatta in ampiezza. Ciò che importa è la curva totale di risposta risultante fino al cinescopio, mentre una gobba in una parte del canale può essere compensata in un altro stadio, entro i limiti. La correzione della banda laterale asimmetrica è spesso omessa e si sovrappone l'onda di luminanza più brillante per mascherare la risultante degradazione dei colori.

Per una fedele riproduzione delle forme d'onda, la risposta totale in fase deve essere la più lineare possibile. L'esatta forma della risposta in fase non è critica per ciò che riguarda la fedele riproduzione della tinta nelle aree grandi dell'immagine.

I ricevitori che impiegano la piena larghezza di banda di 1,5 MHz del segnale I, sono detti *ricevitori di colore a larga banda*. Molti ricevitori non sfruttano la totale larghezza di banda di I, ma hanno entrambi i canali di crominanza a banda laterale doppia con la larghezza di banda del canale Q di 0,5 MHz; tali ricevitori sono detti *a banda stretta* o *ricevitori equibanda*. Sebbene i ricevitori a banda stretta abbiano una definizione di colore relativamente scarsa, presentano alcuni vantaggi di progetto, che tendono a far dimenticare la perdita di risoluzione di colore. Uno dei pregi è che gli angoli di fase ai quali i rivelatori del colore demodulano possono essere scelti senza dover tener presenti le interazioni indesiderate fra i segnali di crominanza e che non è indispensabile usare gli assi I e Q. Se gli assi di decodificazione non sono I e Q, è ancora possibile usare larghezze di banda per entrambi i canali, maggiori di quella di Q, ma al prezzo di una certa diafotia fra i due canali di crominanza. Questo sistema è chiamato sistema equibanda a larga banda.

Fig. 4 - Assi di demodulazione.

5. - SCELTA DEGLI ASSI DI DEMODULAZIONE

Nei ricevitori equibanda, nei quali entrambi i canali di crominanza sono larghi solo 0,5 MHz, non c'è possibilità di interferenza del segnale I nel canale Q, in seguito a distorsione della banda laterale residua. La demodulazione sincrona può perciò aver luogo lungo qualsiasi coppia di assi. Una scelta ovvia è di adottare gli assi $R - Y$ e $B - Y$ (fig. 4). Questi sono precisamente gli assi $(R - Y)/1{,}14$ e $(B - Y)/2{,}03$, e bisogna tener presente il fattore di guadagno nel progettare la matrice. Noti i segnali $R - Y$ e $B - Y$, si ricava facilmente il segnale $V - Y$, poichè
$Y = 0{,}30\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$ e
$0 = 0{,}30\ (R - Y) + 0{,}59\ (V - Y) +$
$+ 0{,}11\ (B - Y)$, da cui

$$V - Y = -\frac{0{,}30}{0{,}59}(R - Y) - \frac{0{,}11}{0{,}59}(B - Y)$$

La semplice somma del segnale Y ai tre segnali differenze di colori $R - Y$, $V - Y$ e $B - Y$ fornisce i valori del tristimolo R, V, B. Si può usare il cinescopio stesso per effettuare questa somma, modulando i tre catodi con il segnale negativo di luminanza e le tre griglie con i segnali differenze di colore. È preferibile non pilotare i catodi con i segnali differenze di colori.

Gli assi $R - Y$ e $V - Y$ possono pure essere usati per demodulare, il che ha il pregio che il segnale $V - Y$ viene ricevuto ad un livello relativamente più alto rispetto al segnale $B - Y$. L'angolo e il fattore di guadagno dell'asse $V - Y$, o di un qualsiasi altro asse di demodulazione, si trovano facilmente. Il segnale lungo l'asse $V - Y$ è la risultante delle proiezioni su questo asse dei segnali I e Q, ovvero, il che è la stessa cosa per segnali a banda ristretta, le proiezioni dei segnali $R - Y$ e $B - Y$. Supponiamo che l'asse $V - Y$ faccia un angolo α con la fase del burst (fig. 4) e poniamo che l'ampiezza del segnale $V - Y$ lungo questo asse sia $(V - Y)/K$;

allora $\dfrac{V - Y}{K} =$

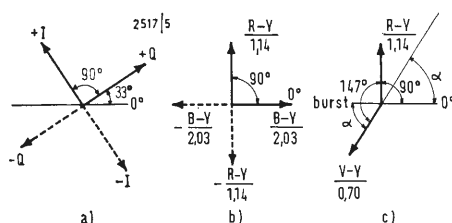
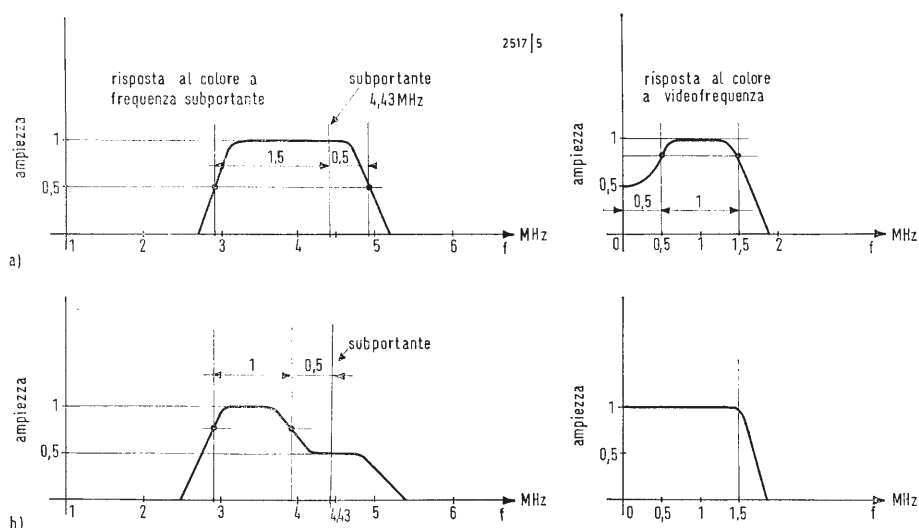



Fig. 5 - Risposte cromatiche a frequenze subportanti e video con banda parzialmente soppressa per il segnale I (a) e con le sole bande laterali inferiori per entrambi i segnali I e Q (b).

$$-\frac{R-Y}{1,14}\,\text{sen}\,\alpha - \frac{B-Y}{2,03}\cos\alpha,$$

ossia $V - Y =$

$$-\frac{K\,\text{sen}\,\alpha}{1,14}(R-Y) - \frac{K\cos\alpha}{2,03}(B-Y),$$

ma si è già trovato che $V - Y =$

$$-\frac{0,30}{0,59}(R-Y) - \frac{0,11}{0,59}(B-Y),$$

per cui

$$K\ \text{sen}\,\alpha = \frac{0,3 \times 1,14}{0,59} \quad \text{e}$$

$$K\ \cos\alpha = \frac{0,11 \times 2,03}{0,59};$$

da queste due ultime relazioni si deduce: $K = 0,70$, $\alpha = 57^{\circ}$.

Per ragioni di stabilità è talvolta desiderabile usare tre demodulatori e per simili dispositivi si sono proposti diversi assi di demodulazione.

6. - INTERFERENZA DEL COLORE NEL CANALE DI LUMINANZA

Oltre all'interferenza delle bande laterali residue di I nel canale Q, si possono manifestare varie altre forme di diafotia fra le componenti del segnale di colore multiplato. La subportante stessa appare nel canale di luminanza e produce una figura di battimento indesiderata nell'immagine. Le componenti del segnale di luminanza nella parte delle alte frequenze della banda video si introducono nel canale di crominanza e vengono demodulate come se fossero segnali di colore, generando così effetti di colori spuri detti cross color (= interferenze di colore). Questi effetti sono avvertibili nell'immagine solo nelle zone dove c'è dettaglio fine corrispondente alle frequenze video prossime alla frequenza della subportante. Il gruppo delle barre di risoluzione a 4,5 MHz nella figura di prova normale dà luogo a tali effetti di interferenza. La frequenza di 4,5 MHz di luminanza viene elaborata dai demodulatori del colore come una frequenza di crominanza di 4,5-4,43 = 0,07 MHz, cioè il segnale di alta frequenza di luminanza provoca interferenza di colore a bassa frequenza (4,43 MHz è il valore della sottoportante di colore per il sistema a 625 righe; per il sistema NTSC a 525 righe americano la subportante vale 3,58 MHz, mentre per il sistema inglese a 405 righe essa vale 2,66 MHz).

Analogamente, un disturbo distribuito nella regione dell'alta frequenza dello spettro di luminanza, che generalmente ha poca importanza a motivo della sua fine struttura, viene demodulato dai rivelatori sincroni in un disturbo di bassa frequenza nei canali del colore, dove è più facilmente visibile in seguito alla sua struttura più macroscopica, malgrado la protezione accordata dal funzionamento a luminosità quasi costante del sistema. Questa elaborazione delle frequenze di disturbo produce dannosi effetti di colorazione a bassa frequenza, che gli Americani hanno chiamato *parc*.

Per eliminare tali effetti di colore spuri dall'immagine in bianco-nero, che il ricevitore deve produrre quando riceve un'emissione in bianco-nero, si è introdotto un circuito chiamato *color killer* (= soppressore del colore), che riduce il guadagno dell'amplificatore di crominanza a un valore trascurabile durante la ricezione di programmi in bianco-nero.

Il soppressore del colore compie questa azione automaticamente in funzione dell'esistenza o no di un burst di colore nel fronte posteriore dell'impulso di cancellazione di riga.

7. - BATTIMENTO FRA IL SUONO E LA SOTTOPORTANTE E RUMOROSITA' DI CROMINANZA

Gli effetti del battimento fra le portanti video e audio, che danno luogo ad una retinatura a 5,5 MHz sull'immagine, sono ben noti nella ricezione in bianco-nero. Nella ricezione a colori c'è l'ulteriore eventualità di battimento della subportante di crominanza con la portante audio, provocando fasce nere e bianche alla frequenza differenza:

$$5,5 - 4,43 = 1,07\ \text{MHz}$$

che è una figura di battimento molto più appariscente del battimento fra le portanti audio e video stesso.

Anche il battimento a 5,5 MHz può raggiungere i rivelatori sincroni dove è presente la subportante a 4,43 MHz, producendo per demodulazione una figura di battimento colorata a 1,07 MHz. Entrambi questi segnali disturbanti a 1,07 MHz devono essere tenuti presente e combattuti nel progetto del ricevitore.

Il segnale di visione può produrre un rumore nel suono, se non viene opportunamente attenuato, imputabile alla modulazione portata dal video di bassa frequenza e dalla frequenza di scansione verticale, contenuti nel segnale video. La subportante di crominanza viene pure interrotta alla frequenza verticale ed è molto più vicina alla portante audio. Ricevitori che hanno un'attenuazione adeguata del video nel canale del suono possono produrre il noto disturbo nel suono dovuto al segnale d'immagine quando ricevono una trasmissione a colori, ma non quando ricevono una trasmissione in bianco-nero, ciò si spiega con un'insufficiente reiezione della subportante di colore nel canale audio.

8. - CONTROLLI DEL COLORE

Il ricevitore di TVC ha gli stessi regolatori destinati all'utente del ricevitore di TV-BN, con uno o due manopole in più. Il selettore di canali, la sintonia fine, il contrasto, la luminosità e il volume del suono sono come nei ricevitori di TV-BN. Inoltre vi è un bottone di controllo del colore segnato « saturazione », il quale controlla il guadagno del canale di crominanza e varia la *purità* dei colori riprodotti; i colori divengono più puri all'aumentare del guadagno; diminuendo il guadagno di crominanza si può arrivare addirittura ad un'immagine in bianco-nero.

Nel ricevitore di TVC è contenuto un secondo regolatore del colore, ma esso è accessibile solo al tecnico addetto alla manutenzione. Si tratta del bottone di controllo della tinta, il quale fa variare la fase del segnale di uscita del generatore di riferimento del ricevitore, variando in tal modo il colore che è prodotto da una data fase del segnale subportante. Per esempio, la rotazione del controllo di tinta può far variare l'aspetto della tinta della carne da giallo-verdognolo, attraverso la tinta normale della faccia, fino a un colore purpureo. Altri controlli sono a disposizione del tecnico di servizio per l'installazione del ricevitore a colori. Per i cinescopi a tre proiettori elettronici ci sono generalmente tre controlli di polarizzazione o di tinta di fondo, uno per ciascun proiettore, con un controllo principale di luminosità di regolazione non critica a disposizione del telespettatore. Ci possono pure essere tre controlli di griglie schermo per variare la pendenza della caratteristica di ciascun proiettore. Talvolta ci sono anche controlli separati nei singoli canali *R*, *V*, *B*. Il livello al quale il soppressore di colore giudica l'assenza del burst nel segnale, può essere regolato, come pure può esserlo il circuito, che estrae il burst del segnale composto di colore.

Tipi diversi di cinescopi richiedono speciali metodi loro propri di messa a punto, ma a tutt'oggi è il cinescopio a maschera (shadowmask) forata, che viene usato su vasta scala; esso richiede una laboriosa regolazione della convergenza statica e dinamica dei tre pennelli catodici, regolazione che non occorre con i tubi ad un solo proiettore elettronico, ma questi ultimi non sono ancora entrati nell'uso pratico.

9. - ALIMENTAZIONE E DISSIPAZIONE DEL CALORE

Gli alimentatori del ricevitore di TVC possono essere di tipo convenzionale, ma devono fornire una potenza circa doppia di quella richiesta dai ricevitori di TV-BN. Biosgna anche tener presente che i cinescopi tricromici a tre pennelli sono molto sensibili ai campi magnetici dispersi indesiderati. Trasformatori e impedenze devono essere disposti il più lontano possibile dal cinescopio, nella parte posteriore del ricevitore. I campi generati dai trasformatori possono essere allontanati dal tubo per mezzo di schermi magnetici, con spirali di rame avvolte intorno ai trasformatori, mettendo in opposizione i campi creati da due trasformatori, o impiegando tecniche similari.

In particolare si ricorda che il ricevitore di TVC risente molto del campo magnetico terrestre, per cui richiede una certa orientazione che deve essere fatta all'atto della installazione; trovata la posizione migliore, si raccomanda di non spostare il ricevitore per non avere disturbi alla riproduzione dei colori. Ogni tanto bisogna smagnetizzare il ricevitore sottoponendolo all'azione di un'apposita bobina che deve essere opportunamente mossa intorno all'apparecchio; è questa l'operazione nota come *degaussing*, cioè appunto smagnetizzazione. Nei moderni ricevitori però la smagnetizzazione è automatica e si ripete da sola ad ogni nuova accensione del ricevitore, che incorpora la bobina necessaria, si evita così l'acquisto di quest'ultima e la sua manovra, che sa di sortilegio.

Con l'aumentata dissipazione di potenza, in un mobile con cinescopio 21″, il problema del riscaldamento è molto più serio che per il ricevitore di TV-BN. I componenti che controllano l'equilibratura dei colori e la convergenza sono particolarmente sensibili al calore e bisogna dedicare molta attenzione per tenerli lontani dalle principali fonti di calore e per asportare quest'ultimo da essi. *A.*

Ciclotrone ad energia variabile per l'Istituto svizzero per la Ricerca Nucleare

La Philips fornirà un ciclotrone ad energia variabile all'Istituto svizzero per la Ricerca Nucleare. L'apparecchiatura, che verrà allestita dal Reparto Apparecchiature Industriali della Philips, ha un valore di 1.730 milioni di lire ed è destinata soprattutto all'impiego come ciclotrone ad iniettore in un acceleratore protonico da 400-MeV di produzione dell'Istituto svizzero.

L'acceleratore verrà impiegato per le ricerche di fisica nucleare, ma presenta anche interessanti prospettive di applicazione nel settore medico e biologico. Inoltre il raggio del ciclotrone a iniettore, che costituisce di per sè una apparecchiatura completa e ampia, sarà direttamente usato per il lavoro sperimentale di ricerca fisica-nucleare. (*n. ph.*)

Fig. 1/0950 - Schema a blocchi del «Sonac».

0950 - Sig. Bianchi P. - Genova

D. Desidera alcune notizie circa gli apparecchi destinati al controllo automatico ad ultrasuoni del tipo Sonac.

R. L'apparecchiatura di controllo automatico Sonac si compone essenzialmente di due trasduttori elettroacustici identici dei quali uno è usato come trasmettitore e l'altro come ricevitore, di un amplificatore a guadagno regolabile, che amplifica il segnale fornito dal ricevitore ed alimentante il trasmettitore e di un relé elettromagnetico eccitato dall'amplificatore. La fig. 1 illustra il sistema a blocchi di tale apparecchio.

Si tratta di un circuito ad anello in stato di oscillazione permanente nel quale l'attenuazione introdotta dal mezzo interposto fra due trasduttori (per il controllo) è compensata dal guadagno dell'amplificatore. Qualora un corpo sia interposto fra il trasmettitore ed il ricevitore ne risulta un diverso assorbimento ed una riflessione delle onde sonore sulle superfici del corpo. Se l'energia sonora che giunge al ricevitore si riduce oltre il limite di compensazione dell'amplificatore il circuito cessa di oscillare. Un apposito relé consente di far intervenire dei dispositivi di allarme e relativi organi di controllo.

Il trasduttore elettroacustico come è noto ha il compito di consentire la trasformazione della energia elettrica in energia sonora e viceversa e si basa sul principio della magnetostrizione.

La sua potenza emessa, per una potenza eccitante di 25 mW è di 1 mW con un rendimento piuttosto elevato in tale campo. Il fascio di azione del trasduttore è di 50° ma può essere reso più direttivo mediante l'impiego di riflettori paraboloidi. Senza paraboloidi la distanza massima in aria fra trasmettitore e ricevitore è di circa 4,5 metri mentre aumenta notevolmente con il loro uso. Se il Sonac deve essere impiegato per il controllo del passaggio di pezzi aventi dimensione ridotte è consigliabile l'impiego di accoppiatori conici che riducono il diametro della superficie di emissione a pochi millimetri.

L'amplificatore transistorizzato è del tipo a quattro stadi con emettitore comune. Il transistore V4 (fig. 2) serve per eccitare il relé d'allarme. Il ritardo del relé è di 20-50 ms, ma tramite la variante di ritardo, visibile in figura, si può ottenere un ritardo fino a 10 sec. La banda passante è di 9 kHz compresa fra 34 e 43 kHz.

Le applicazioni di un apparecchio ultrasonoro del tipo Sonac sono numerose; noi ci limitiamo a segnalarne le principali.

1) Controllo del livello dei liquidi (fig. 3). Il controllo con il galleggiante non è sempre applicabile specialmente nel caso di liquidi criogenici, di piccole quantità di liquidi, o di regolazione che necessitano di molta precisione. Il sistema ad ultrasuoni, come è visibile in fig. 3, agisce in modo che non appena il liquido «*a*» raggiunge il livello «*A*» si abbia la diseccitazione dell'elettrovalvola di alimentazione del liquido «*a*» e l'eccitazione dell'elettrovalvola di alimentazione del liquido «*b*», che resterà eccitata fino a quando il liquido raggiunge il livello «*B*».

2) Impianti di verniciatura. È possibile realizzare un impianto che consenta di dare due mani di vernice alle carrozzerie durante un solo passaggio attraverso il tunnel. Inoltre il Sonac può essere impiegato per identificare il tipo di carrozzeria che si presenta alla verniciatura. In tal caso l'oggetto da verniciare viene portato nel tunnel, facendolo passare sotto un ponte di controllo che ne rileva la forma e le dimensioni. Il rilevamento viene eseguito da due coppie di Sonac installati in due car-

Fig. 2/0950 - Schema dell'amplificatore per l'apparecchiatura a due trasduttori e variante con circuito di ritardo.

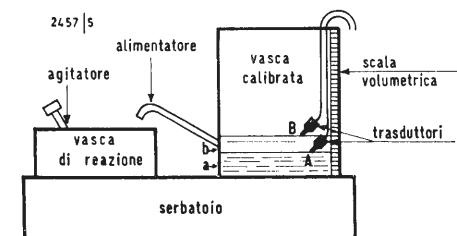



Fig. 3/0950 - Miscelatore volumetrico di liquidi.

Fig. 4/0950 - Impianto di verniciatura.

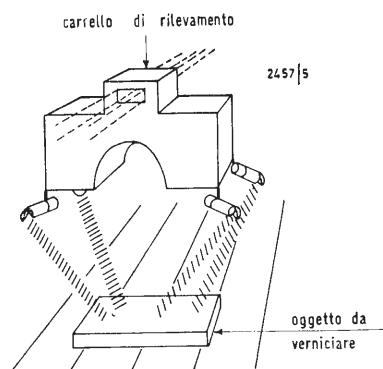
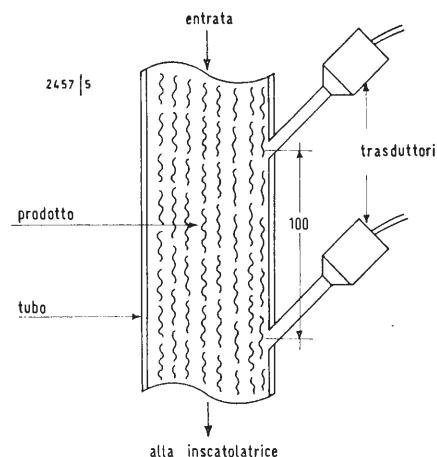



Fig. 5/0950.

relli mobili che si spostano trasversalmente al nastro trasportatore, alternativamente avanti ed indietro (fig. 4). Sul ponte di verniciatura è installato il carrello con gli spruzzatori che muove allo stesso modo del carrello di rilevamento. Gli spruzzatori sono controllati tramite delle elettrovalvole collegate alla memoria.

3) Controllo dei solidi. Il SONAC può essere usato vantaggiosamente per controllare il livello di carbone, minerali ferrosi e di altri materiali tendenti a formare depositi od incrostazioni. Un'altra applicazione interessante consiste nel verificare il passaggio di un prodotto in una tubazione, come ad esempio il flusso in un alimentatore per inscatolatrice di prodotti alimentari.

4) Altri controlli importanti, attuabili con gli ultrasuoni, sono quelli della carta, dei laminati plastici e della siderurgia. È possibile la verifica della continuità, del passaggio e delle dimensioni di qualsiasi tipo di materiale in genere, oltre ad altre varie applicazioni nel campo della tecnica e dell'industria.

(*P. Soati*)

0951 - Sig. Villa G. - Roma

D. Gli occorre un dispositivo che gli consenta di effettuare la calibrazione dell'ampiezza verticale di un oscilloscopio che non ne è fornito.

R. In genere gli oscilloscopi di prezzo piuttosto elevato dispongono di un dispositivo per la calibrazione dell'ampiezza verticale che in linea di massima è costituito da un generatore di onde quadre. Comunque recentemente è stato messo sul mercato, sotto forma di kit, un semplice dispositivo che consente, con minima spesa, di effettuare la calibrazione degli oscilloscopi che non sono forniti del suddetto generatore.

In questo circuito, che è illustrato in figura 1, allo scopo di evitare complicazioni del circuito è utilizzata, come frequenza di ripetizione. la frequenza di rete a 50 Hz.

Un trasformatore avente ingresso universale, fornisce un segnale sinusoidale avente l'ampiezza di 12 V al secondario. Ai capi di quest'ultimo è inserito, a valle della resistenza R_1 avente il compito di provocare una certa caduta di tensione, il diodo Zener D-1N7581, che dà luogo all'onda quadra avente un *pianerottolo* ben definito. È noto infatti che il diodo Zener, oltre a dar luogo alla solita azione raddrizzatrice, ha pure la proprietà di stabilizzare la tensione presente ai suoi capi, attorno ad un valore ben determinato. In questo caso si ottengono circa 10 V $\pm$ 5%. In parallelo al diodo *D* è inserita una rete di resistori ad alta precisione, aventi lo scopo di dividere in decadi il valore di tensione presente all'estremità.

Quando il segnale viene prelevato tra i punti *A* ed *E*, risulta inserita l'intera resistenza e di conseguenza si ottengono in uscita 10 V. Invece tra le prese *A* e *D* è presente soltanto 1/10 della resistenza totale e di conseguenza la caduta di tensione è di 1 V. Analogamente fra *A* e *C* si leggerà 0,1 V e fra *A* e *B*, 0,01 V. All'uscita è perciò disponibile l'intera gamma di valori di tensione che è comunemente usata negli oscilloscopi e che perciò è utilizzabile per effettuare la calibrazione.

Il materiale usato è il seguente: $R_1 = 1000\,\Omega$; $R_2 = R_3 = 180$ kΩ; $R_4 = R_5 = 18$ kΩ; $R_6 = R_7 = 1{,}8$ kΩ; $R_8 = 100\,\Omega$; D = 1N758A; trasformatore, come indicato nel testo; circuito stampato, boccole colorate; viti 3MAx6 con dado; viti 3MAx15 con dado; ranelle; distanziatori.

La disposizione dei componenti sulla piastra è indicata in figura 2.

Per il montaggio del calibratore, che può essere acquistato presso qualsiasi negozio della GBC sotto la sigla UK80, si procederà nel seguente modo: in fig. 2 tutti i componenti appaiono fissati nelle rispettive posizioni sul lato isolato della piastra a circuito stampato.

Conviene innanzitutto procedere al fissaggio meccanico del trasformatore di alimentazione, mediante due viti 3MAx6 e relativi dadi e rondelle.

I terminali delle resistenze vanno infilati nei rispettivi fori di fissaggio, tagliati e piegati con la procedura già indicata e quindi saldati. Si raccomanda di usare molte cautele durante le operazioni di saldatura, onde evitare di danneggiare con riscaldamenti eccessivi le resistenze di elevata precisione.

Nel montaggio del diodo 1N758A bisogna fare attenzione a rispettare le polarità: in fig. 2 appare chiaramente indicata la posizione della fascia grigia che individua il catodo.

Si passa quindi alla saldatura dei fili di collegamento. Tutti i fili che escono dal trasformatore sono colorati, e ad ogni colore corrisponde una ben precisa posizione di saldatura. Il collegamento della rete di alimentazione va effettuato al punto O (Bianco - 0 V) e ad uno

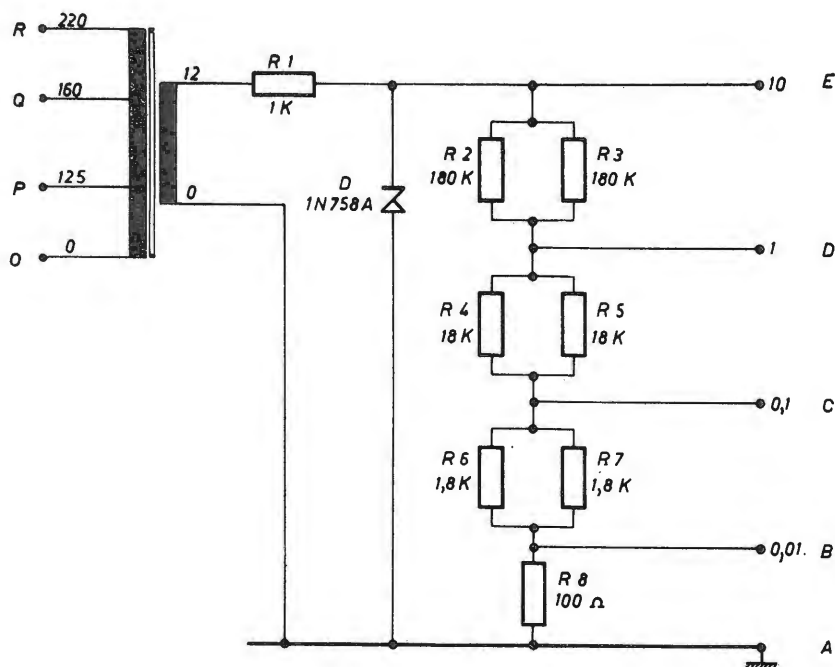



Fig. 1/0951 - Calibratore per oscilloscopio.

dei punti indicati dalle lettere *P* (Giallo - 125 V) *Q* (Rosso - 160 V), *R* (Nero - 220 V), il quale va scelto secondo la tensione disponibile.

I contatti tra le uscite dello strumento e l'oscilloscopio devono poter essere effettuati in maniera rapida e sicura; a questo scopo la scatola di montaggio UK80 contiene cinque boccole di colore diverso, in cui inserire facilmente il cavo dell'oscilloscopio mediante spine a banana.

Il miglior sistema di montaggio da adottare consiste nell'inserire tutto il circuito in un contenitore, metallico o di plastica, di dimensioni opportune.

I distanziatori, le viti e i dadi forniti permettono un fissaggio semplice e sicuro. Su una parete del contenitore si praticano poi i fori in cui introdurre le boccole; queste andranno collegate, mediante brevi monconi di filo saldato, ai punti *A-B-C-D-E*. Una disposizione analoga si può anche adottare per i collegamenti dalla rete di alimentazione; per maggiore comodità su questi collegamenti si può anche inserire un interruttore di comando acceso-spento.

L'apparecchio così realizzato risulta di uso estremamente pratico. È sufficiente stabilire i collegamenti con la rete di alimentazione e con l'oscilloscopio. Per questo conviene usare un cavo coassiale, che da una parte va inserito alla boccola *A* e ad una delle boccole *B-C-D-E*. Dall'altra parte il cavo va collegato alle due prese dell'ingresso verticale dell'oscilloscopio.

A questo punto, dopo aver scelto in modo opportuno la sensibilità dell'oscilloscopio, si accende il calibratore e si vede comparire il segnale. (*P. Soati*)

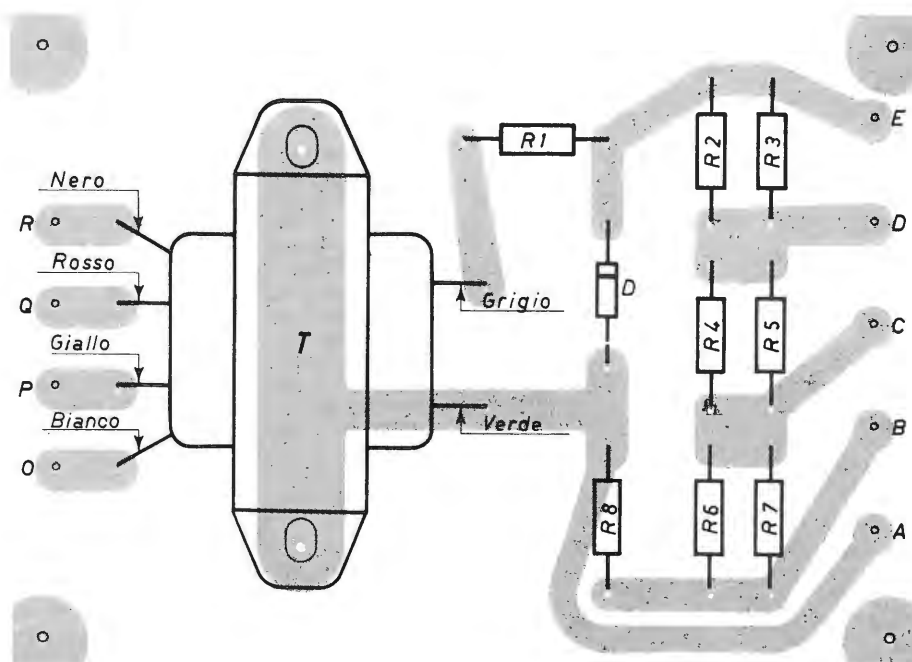
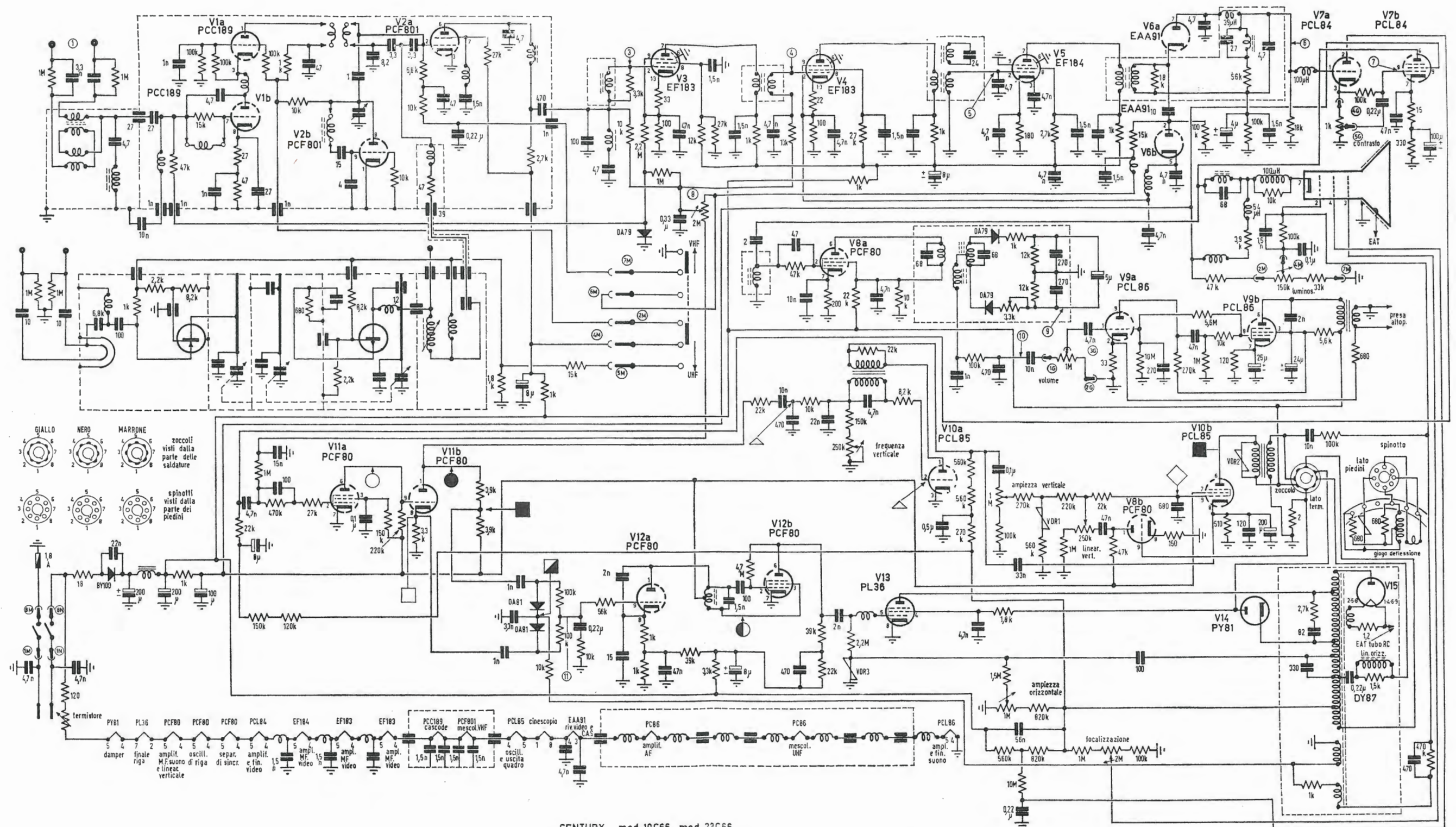



Fig. 2/0951 - Circuito stampato

TELEVISORE

CENTURY

Mod. 19 C 66 - 23 C 66

CENTURY mod. 19C66 mod. 23C66

Schema elettrico del ricevitore di TV CENTURY mod. 19 C 66 - 23 C 66

Editrice IL ROSTRO

20155 **MILANO**

Via Monte Generoso 6/a Tel. 321542 - 322793

Listino provvisorio

SCHEMARIO TV

I serie 1954	L. 4.000	XIV serie 1962	L. 4.000
II serie 1955	» 4.000	XV serie 1962	» 4.000
III serie 1956	» 4.000	XVI serie 1963	» 4.000
IV serie 1957	» 4.000	XVII serie 1963	» 4.000
V serie 1958	» 4.000	XVIII serie 1963	» 4.000
VI serie 1958	» 4.000	XIX serie 1964	» 4.000
VII serie 1959	» 4.000	XX serie 1964	» 4.000
VIII serie 1959	» 4.000	XXI serie 1964	» 4.000
IX serie 1960	» 4.000	XXII serie 1965	» 4.000
X serie 1960	» 4.000	XXIII serie 1965	» 4.000
XI serie 1961	» 4.000	XXIV serie 1965	» 4.000
XII serie 1961	» 4.000	XXV serie 1965	» 4.000
XIII serie 1962	» 4.000	XXVI serie 1966	» 4.000

SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXVII serie 1966 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXVIII serie 1967 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXIX serie 1967 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXX serie 1968 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXXI serie 1968 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXXII serie 1968 L. 5.500
SCHEMARIO TV - XXXIII (con note di servizio - 1° aggiornamento) L. 5.500

SCHEMARIO REGISTRATORI: 1ª serie . . L. 4.000
2ª serie . . » 4.000
3ª serie . . » 4.000

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi . . . . » 24.000

CORSO TV IN BIANCO E NERO (sono usciti 5 volumi) . . . . cadauno » 3.000

E. Grosso
VIDEO SERVICE TVC . . . . » 14.000

C. Favilla
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV . . . . » 2.500

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . . . » 4.500

A. Nicolic e G. Nicolao
ALTA FEDELTA' . . . . » 7.000

F. Ghersel
I TRANSISTORI - Principi e applicazioni . . » 11.000

P. Soati
AUTORADIO . . . . » 5.200

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE... NON E' DIFFICILE . . . . » 5.000

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.600

A. Nicolich
LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . » 500

P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . » 3.800

E. Aisberg
IL TRANSISTORE ?
è una cosa semplicissima . . . . » 1.900

G. Kuhn
MANUALE DEI TRANSISTORI - Vol. 1° . . » 2.500
Vol. 2° . . » 2.500

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . L. 2.500

A. Colella
DIZIONARIO ITALIANO-INGLESE e INGLESE-ITALIANO . . . . » 9.000

V. Banfi, M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . » 3.300

P. Soati
LE RADIOCOMUNICAZIONI . . . . . . » 2.600

F. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA TEDESCO-ITALIANO . . . . » 6.000

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.300

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 4.800

G. Mannino Patanè
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . » 500

D. Pellegrino
BOBINE PER BASSE FREQUENZE . . . » 500

P. Soati
CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI . . . . » 350

G. Termini
INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori . . . . » 500

G. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . » 2.300

F. Ghersel
I RICEVITORI DI TV A COLORI . . . . » 3.000

H. Schreiber
TRANSISTORI . . . . » 1.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . » 3.000

A. Six
RIPARARE UN TV? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA . . . . » 2.100

H. G. Mende
RADAR . . . . » 650

P. Soati
METEOROLOGIA . . . . » 350

A. Pisciotta
TUBI A RAGGI CATODICI . . . . . » 450

A. Pisciotta
PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE . . . . » 1.000

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . . » 5.800

COLLANA DI RADIOTECNICA

di R. Wigand e H. Grossman . . . . . L. 3.000

COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

di R. Wigand e H. Grossmann . . . . . » 3.800

ATTENZIONE ALLE IMITAZIONI!!!

PRESENTAZIONE DI UNA NUOVA SERIE CARTRIDGE AD ALTA FEDELTÀ

Studiate con la massima costanza di angolazione *TRACKABILITY* il più importante progresso nella riproduzione del suono, sin dall'avvento della stereofonia

SHURE

V-15 TYPE II

SUPER-TRACK™

CARTRIDGE

La testina magnetica SUPER-TRACK V-15 tipo II, radicalmente nuova segna una nuova epoca nelle prestazioni delle testine a cartuccia . . . l'era di una perfetta costanza di angolazione. Grazie a ciò, qualsiasi disco fornisce un suono migliore e più fedele, e — in pratica — è come ascoltare per la prima volta alcune registrazioni, lette con una minima pressione di contatto, senza distorsione! Per apprezzarne le qualità, basta udire una sola volta un disco riprodotto con questa cartuccia, che ha già stabilito un nuovo standard tra gli audiofili ed i critici di maggior grido. Lo stilo ellittico bi-radiale segue il solco con una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi.

M75E

HI-TRACK

CARTRIDGE

Le migliori prerogative di funzionamento, con un prezzo modesto

Deriva dalla nuova generazione di cartucce che forniscono la massima costanza di lettura, ed un suono esente da distorsioni, anche durante la riproduzione di dischi a solco di difficile lettura. Il costo di questa testina è sorprendentemente esiguo. Lo stilo ellittico bi-radiale esercita una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Munito di stilo M75-6 a struttura conica, da 0,0132 millimetri. Si presta particolarmente all'impiego nei vecchi tipi di giradischi, funzionanti con pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi. È previsto anche il modello M75G, per cambiadischi speciali di tipo Dual. Anche in questo modello lo stilo è di struttura conica da 0,0132 millimetri, e funziona con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

SHURE M55E

TUTTE LE PREROGATIVE PIÙ AUSPICABILI

Caratteristiche di funzionamento professionali con un costo modesto. Munita di stilo di diamante ellittico bi-radiale, funzionante con angolazione di 15 gradi, per eliminare qualsiasi traccia di distorsione armonica e intermodulazione e attrito. Apporta un vero e proprio miglioramento alla fedeltà sonora dell'impianto di amplificazione, sia in applicazioni stereo, sia in impianti monofonici. Funziona con pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Rappresenta la scelta migliore da parte dell'appassionato di alta fedeltà che desidera ottenere un'eccellente riproduzione con minima spesa.

QUESTE TESTINE

CONSENTONO LA MIGLIORE QUALITÀ DI RIPRODUZIONE SONORA CON UN COSTO LIMITATO

Rappresentante generale per l'Italia

20129 MILANO - V.le Premuda, 38A

Telefono 795.762 - 795.763 - 780.730

SHURE M44 SERIES

I modelli economici che dettano legge

La serie M44 è costituita da testine i cui valori estremamente bassi della distorsione armonica e per intermodulazione, unitamente all'eccellente separazione tra i canali, determina un effetto stereofonico superlativo. Lo stilo è di tipo rientrante.
Mod. M44-5 con stilo da 0,0127 millimetri, funzionante con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi • Mod. M44-7 con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi • M44C con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 3 e 5 grammi • Mod. M44E, con stilo da 0,0101 x 0,0177 millimetri ellittico bi-radiale, per pressioni comprese tra 1,75 e 4 grammi • Mod. M44G, con stilo da 0,0132 millimetri, per pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.